

TRAITE DE COOPERATION EN MATIERE DE BREVETS

PCT

NOTIFICATION D'ELECTION

(règle 61.2 du PCT)

Expéditeur: le BUREAU INTERNATIONAL

Destinataire:

Assistant Commissioner for Patents
United States Patent and Trademark
Office
Box PCT
Washington, D.C.20231
ÉTATS-UNIS D'AMÉRIQUE

en sa qualité d'office élu

Date d'expédition (jour/mois/année) 23 novembre 1999 (23.11.99)	
Demande internationale no PCT/FR99/00849	Référence du dossier du déposant ou du mandataire 4787.WO
Date du dépôt international (jour/mois/année) 12 avril 1999 (12.04.99)	Date de priorité (jour/mois/année) 10 avril 1998 (10.04.98)
Déposant ALARD, M., Michel	

1. L'office désigné est avisé de son élection qui a été faite:

☒ dans la demande d'examen préliminaire international présentée à l'administration chargée de l'examen préliminaire international le:

27 octobre 1999 (27.10.99)

☐ dans une déclaration visant une élection ultérieure déposée auprès du Bureau international le:

2. L'élection ☒ a été faite

☐ n'a pas été faite

avant l'expiration d'un délai de 19 mois à compter de la date de priorité ou, lorsque la règle 32 s'applique, dans le délai visé à la règle 32.2b).

Bureau international de l'OMPI 34, chemin des Colombettes 1211 Genève 20, Suisse	Fonctionnaire autorisé Diana Nissen
no de télécopieur: (41-22) 740.14.35	no de téléphone: (41-22) 338.83.38



DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITE DE COOPÉRATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(51) Classification internationale des brevets ⁶ : H04L 5/02, 27/26		(11) Numéro de publication internationale: WO 99/53644
A1		(43) Date de publication internationale: 21 octobre 1999 (21.10.99)
(21) Numéro de la demande internationale: PCT/FR99/00849 (22) Date de dépôt international: 12 avril 1999 (12.04.99) (30) Données relatives à la priorité: 98/04883 10 avril 1998 (10.04.98) FR (71) Déposant (pour tous les Etats désignés sauf US): WAVECOM [FR/FR]; 39, rue Gouverneur Général Eboué, F-92130 Issy-les-Moulineaux (FR). (72) Inventeur; et (75) Inventeur/Déposant (US seulement): ALARD, M., Michel [FR/FR]; 32, rue des Francs Bourgeois, F-75004 Paris (FR). (74) Mandataire: VIDON, Patrice; Cabinet Patrice Vidon, Im- meuble Germanium, 80, avenue des Buttes de Coësmes, F-35700 Rennes (FR).		(81) Etats désignés: AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW, brevet ARIPO (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, UG, ZW), brevet eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), brevet européen (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), brevet OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG). Publiée Avec rapport de recherche internationale. Avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si des modifications sont reçues.

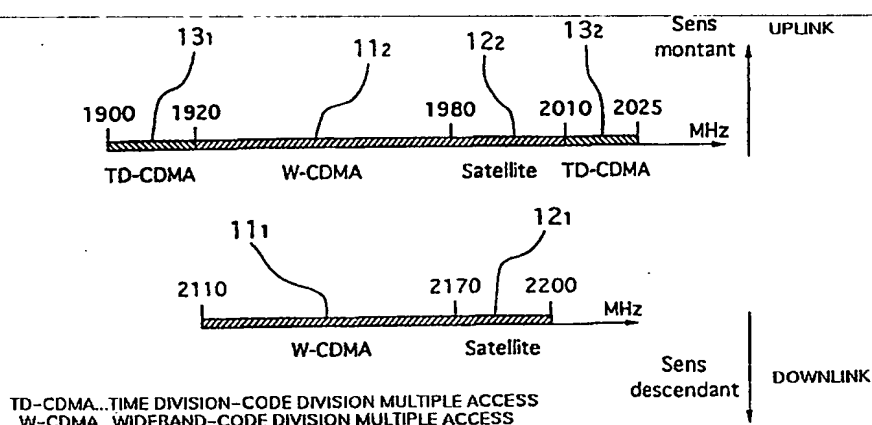
COPIE

(54) Title: CELLULAR RADIO SIGNAL WITH ADDITIONAL CHANNEL ASSIGNED TO DOWNLINK, CORRESPONDING METHOD, SYSTEM AND BASE STATION

(54) Titre: SIGNAL DE RADIOTELEPHONIE CELLULAIRE A CANAL SUPPLEMENTAIRE AFFECTE AU SENS DESCENDANT, PROCEDE, SYSTEME, MOBILE ET STATION DE BASE CORRESPONDANTS

(57) Abstract

The invention concerns a cellular radio telephone signal comprising a symmetrical two-way main channel, including a main uplink and a main downlink, in particular transmitting low or medium speed data and signalling and control data, and comprising at least one additional channel solely assigned to the downlink, transmitting in particular, high speed data transmission. At one given time, all or part of said supplementary channel transmission capacity can be dynamically allocated to a particular mobile station. Information for retrieving data intended for a particular mobile station and carried by said supplementary channel can be transmitted among said main downlink signalling and control data.



DIGITAL MULTICARRIER SIGNAL, METHOD FOR THE CONSTRUCTION
OF SUCH A SIGNAL AND CORRESPONDING METHODS OF
TRANSMISSION AND RECEPTION

5 1. Field of the invention

1.1 General field

 The field of the invention is that of the
transmission or broadcasting of digital data, or of
analog and sampled data, designed to be received in
10 particular by mobile receivers. More specifically, the
invention relates to signals produced by means of new
forms of modulation as well as the corresponding
techniques of modulation and demodulation.

~~For many years now, it has been sought to build~~
15 modulation schemes adapted to highly non-stationary
channels, such as channels for transmission towards
mobile receivers. In such channels, the signal sent out
is affected by phenomena of fading and multiple paths.
The work carried out by the CCETT within the framework
20 of the European project EUREKA 147 (DAB: Digital Audio
Broadcasting) has shown the value, for this type of
channel, of multicarrier modulation (MCM) and especially
of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

 OFDM has been chosen within the framework of this
25 European project as the basis of the DAB standard. This
technique can also be envisaged as a modulation
technique for the broadcasting of television programs.
However, it has been observed that there are a certain
number of limitations (specified hereinafter) in dealing
30 with the problem of modulation encoded with high
spectral efficiency such as the modulation required for
digital television applications.

1.2 Possible applications

 The invention can be applied in many fields,
35 especially when high spectral efficiency is desired and
when the channel is highly non-stationary.

A first category of applications relates to terrestrial digital radio-broadcasting, whether of images, sound and/or data. In particular, the invention can be applied to synchronous broadcasting which
5 intrinsically generates long-term multiple paths. It can also advantageously be applied to broadcasting toward mobile receivers.

Another category of applications relates to digital radiocommunications. The invention can be applied
10 especially in systems of digital communications at high bit rates with mobile receivers, in the framework for example of the UMTS (RACE project). It can also be envisaged for high bit rate local radio networks (of the HIPERLAN type).

15 A third category of applications is that of underwater transmission. The transmission channel in underwater acoustics is highly disturbed because of the low speed of transmission of acoustic waves in water. This leads to a major spread of the multiple paths and
20 of the Doppler spectrum. The techniques of multicarrier modulation, and especially the techniques that are an object of the present invention, are therefore well suited to this field.

2. Prior art

2.1 Theoretical observations on the representation of the signals

Before presenting the signals according to the invention, a description is given here below of the known signals. This description is based on a general
30 approach to multicarrier signals defined by the inventors. This approach is novel per se. This general approach has indeed no equivalent in the prior art and is no way obvious to those skilled in the art. It must therefore be considered to be a part of the invention
35 and not as forming part of the prior art.

The signals of interest are real signals (an electrical magnitude for example), that have finite energy and are a function of time. The signals may therefore be represented by real functions of $L^2(\mathbb{R})$.
 Furthermore, these signals are limited band w signals and their spectrum is contained in $\left[f_c - \frac{w}{2}, f_c + \frac{w}{2}\right]$, f_c being the "carrier frequency" of the signal. It is therefore possible, in an equivalent manner, to represent a real signal $a(t)$ by its complex envelope $s(t)$ with:

$$s(t) = e^{-2i\pi f_c t} F_A[a](t) \quad (1)$$

where F_A designates the analytical filter.

The signal $s(t)$ belongs to a vector subspace (characterized by the band limitation to $\pm \frac{w}{2}$) of the space of the complex functions of a real variable with a summable square $L^2(\mathbb{R})$. This vector space can be defined in two different ways, depending on whether the construction is done on the field of the complex values or on the field of the real values. With each of these spaces, it is possible to associate a scalar product that takes values in \mathbb{C} or in \mathbb{R} to build a Hilbertian space. H designates the Hilbertian space built on the field of the complex values and H_R designates the Hilbertian space built on the field of the real values.

The corresponding scalar values are written as follows:

$$\langle x|y \rangle = \int_{\mathbb{R}} x(t) y^*(t) dt \quad \text{in the case of } H$$

(2)

and

$$\langle x|y \rangle_R = \operatorname{Re} \int_{\mathbb{R}} x(t) y^*(t) dt \quad \text{in the case of } H_R$$

(3)

The associated standards are obviously identical in both cases:

$$\|x\| = \left[\int_R |x(t)|^2 dt \right]^{1/2} \quad (4)$$

2.2 General principles of the OFDM

The general principles of the OFDM are presented for example in the French patent FR-86 09622 filed on 2nd July, 1986. The basic idea of the technique is that of transmitting encoded signals as coefficients of elementary waveforms that are confined as far as possible in the time-frequency plane and for which the transmission channel may be considered to be locally stationary. The channel then appears to be a simple multiplier channel characterized by the distribution of the modulus of the coefficients which follows a law of Rice or of Rayleigh.

Protection is then provided against fading phenomena by means of a code. This code can be used in soft decision mode in association with time and frequency interleaving that ensures that the signals playing a part in the minimum meshing of the code are affected, to the utmost possible extent, by independent fading phenomena.

This technique of encoding with interleaving in the time-frequency plane is known as COFDM. It is described for example in the document [23] (see Appendix 1 (to simplify the reading, most of the prior art references are listed in Appendix 1. This Appendix as well as Appendices 2 and 3 must of course be considered to be integral parts of the present description)).

There are two types of known OFDM modulation. The terms applied in the literature are often ambiguous. Here we introduce new appellations that are more precise while recalling their correspondence with the exiting literature. We shall use the generic name OFDM followed by a suffix specifying the type of modulation within this group.

2.3 OFDM/QAM

2.3.1 Theoretical principles

A first category of modulation is considered to be a multiplex of QAM (Quadrature Amplitude Modulation) modulated carriers or possibly QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) modulated carriers in the particular case of binary data elements. Hereinafter, this system shall be called OFDM/QAM. The carriers are all synchronized and the carrier frequencies are spaced out in reverse to the symbol time. Although the spectra of these carriers overlap, the synchronization of the system makes it possible to ensure orthogonality between the symbols sent out by the different carriers.

The references [1] to [7] give a good idea of the literature available on this subject.

For greater simplicity in the writing, and according to the novel approach of the invention, the signals will be represented by their complex envelope described here above. Under these conditions, the general equation of an OFDM/QAM signal is written as follows:

$$s(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} x_{m,n}(t) \quad (5)$$

The coefficients $a_{m,n}$ take complex values representing the data sent. The functions $x_{m,n}(t)$ are translated into the time-frequency space of one and the same prototype function $x(t)$:

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\tau_0}} & \text{if } |t| \leq \tau_0 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (6)$$

$$x_{m,n}(t) = e^{i(2\pi m \nu_0 t + \varphi)} x(t - n\tau_0) \text{ with } \nu_0 \tau_0 = 1 \quad (7)$$

φ being any phase that can be arbitrarily set at 0. The function $x(t)$ is centered, namely its first order moments are zero, giving:

$X(f)$ designating the Fourier transform of $x(t)$.

Under these conditions, it is observed that:

$$\int |x_{m,n}(t)|^2 dt = n\tau_0 \quad (9)$$

$$\int |X_{m,n}(f)|^2 df = m\nu_0$$

The barycenters of the basic functions therefore form a lattice of the time-frequency plane generated by the vectors $(\tau_0, 0)$ and $(0, \nu_0)$, as shown in Figure 1. This lattice has a density of one, namely $\nu_0\tau_0 = 1$. Reference may be made to the article [9] for a more detailed discussion on this subject.

The prototype function $x(t)$ has the special characteristic wherein the functions $\{x_{m,n}\}$ are mutually orthogonal and more specifically constitute a Hilbertian base of $L^2(R)$, giving:

$$\langle X_{m,n} | X_{m',n'} \rangle = \begin{cases} 1 & \text{if } (m,n) = (m',n') \\ 0 & \text{if not} \end{cases} \quad (10)$$

Projecting a signal on this basis is equivalent simply to breaking down the signal into sequences with a duration of τ_0 and representing each of these sequences by the corresponding Fourier series development. This type of breakdown is a first step towards a localization both in time and in frequency as opposed to the standard Fourier analysis which provides for perfect frequency localization with a total loss of temporal information.

Unfortunately, while the temporal localization is excellent, the frequency localization is far less efficient owing to the slow decreasing function of $X(f)$. The Balian-Low-Coifman-Semmes theorem (see [9], p. 976) furthermore shows that if X designates the Fourier transform of x , then $tx(t)$ and $fX(f)$ cannot simultaneously be summable squares.

2.3.2 The OFDM/QAM with guard interval

Generally, the tolerance of an OFDM modulation with respect to multiple paths and Doppler spreading can be characterized by a parameter that comprehensively measures the variation of the level of intersymbol interference (II) as a function of a temporal or frequency shift. The justification of this concept is given in Appendix 2. This tolerance parameter is called ξ and is defined by the relationship:

$$\xi = 1/4\pi\Delta t\Delta f \quad (11)$$

with:

$$\Delta t^2 \int |x(t)|^2 dt = \int t^2 |x(t)|^2 dt \quad (12)$$

$$\Delta f^2 \int |X(f)|^2 df = \int f^2 |X(f)|^2 df \quad (13)$$

By virtue of Heisenberg's inequality, ξ cannot exceed unity.

Given the Balian-Low-Coifman-Semmes theorem referred to here above, the parameter ξ is equal to 0 for the OFDM/QAM. This is a major defect of the OFDM/QAM modulation as described here above. This is characterized in practice by high sensitivity to temporal errors and consequently multiple paths.

This defect can be circumvented by the use of a guard interval described for example in [5]. This is a device consisting in extending the rectangular window of the prototype function. The density of the lattice of base symbols is then strictly smaller than unity.

This technique is possible because an infinity of translated versions of the initial symbol is found within a symbol extended by a guard interval. Of course, this works only because the prototype function is a rectangular window. In this sense, the OFDM/QAM with a guard interval is a unique and singular point.

OFDM/QAM modulation with guard interval is the basis of the DAB system. This guard interval makes it possible to limit inter-symbol interference at the cost of a loss of performance since a part of the

information transmitted is not really used by the receiver but is used only to absorb the multiple paths.

Thus, in the case of the DAB system, where the guard interval represents 25% of the useful symbol, the loss is 1 dB. Furthermore, there is an additional loss due to the fact that to obtain a given comprehensive spectral efficiency, it is necessary to compensate for the loss due to the guard interval by a greater efficiency of the code used.

This loss is marginal in the case of the DAB system because the spectral efficiency is low. On the contrary, if it is sought to obtain an overall spectral efficiency of 4 bits/Hz, it is necessary to use a 5 bit/Hz code giving, according to the Shannon theorem, a loss of the order of 3 dB. The total loss is therefore in this case about 4 dB.

2.3.3 Other OFDM/QAM systems

It is possible to conceive of other systems of the OFDM/QAM type. Unfortunately, no filtered QAM modulation, namely one using a conventional half-Nyquist (or more specifically "Nyquist square root") type of shaping verifies the requisite constraints of orthogonality. The known prototype functions verifying the requisite criteria of orthogonality are:

- the rectangular window;
- the cardinal sine.

These two examples are trivial and appear to be dual with respect to each other by the Fourier transform. The case of the rectangular window corresponds to the OFDM/QAM without guard interval. The case of the cardinal sine corresponds to a standard frequency multiplex (namely one where the carriers have disjoint spectra) with a 0% roll-off which is an asymptotic case that is difficult to achieve in practice.

In each of these cases, it is observed that the prototype function is perfectly limited either in time or in frequency but has a poor decay (in $1/t$ or $1/f$) in the dual domain.

The Balian-Low-Coifman-Semmes theorem furthermore leaves little hope that there might exist satisfactory solutions. As indicated here above, this theorem shows that $tx(t)$ and $fX(f)$ cannot simultaneously have a summable square. They can therefore be no hope of finding a function $x(t)$ such that $x(t)$ and $X(f)$ decrease simultaneously with an exponent smaller than $-3/2$.

This furthermore does not rule out the possible existence of functions that are satisfactory from the viewpoint of an engineer. However, a recent article [10] dealing with this subject shows another exemplary prototype function having the requisite properties. The shape of the prototype function proposed in this article is very far from what may be hoped for in terms of temporal concentration. It is therefore probable that there is no satisfactory OFDM/QAM type solution.

In conclusion, the OFDM/QAM approach corresponding to the use of a lattice with a density 1 and complex coefficients $a_{m,n}$ can be put into practice only in the case of a rectangular temporal window and in the case of the use of a guard interval. Those skilled in the art seeking other modulations will therefore have to turn towards the techniques described here below under the designation of OFDM/OQAM.

2.4 OFDM/OQAM

A second category of modulations uses a multiplex of OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation) modulated carriers. Hereinafter, this system shall be called OFDM/OQAM. The carriers are all synchronized and the carrier frequencies are spaced out by half of the reverse of the symbol time. Although the spectra

of these carriers overlap, the synchronization of the system and the choices of the phases of the carriers can be used to guarantee the orthogonality between the symbols put out by the different carriers. The references [11-18] give a clear picture of the literature available on this subject.

For greater simplicity in the writing, the signals are represented in their analytical form. Under these conditions, the general equation of an OFDM/OQAM signal can be written as follows:

$$s(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} x_{m,n}(t) \quad (14)$$

The coefficients $a_{m,n}$ assume real values representing the data elements transmitted. The functions $x_{m,n}(t)$ are translated in the time-frequency space of one and the same prototype function $x(t)$:

$$\begin{cases} x_{m,n}(t) = e^{i(2\pi n \nu_0 t + \varphi)} x(t - n\tau_0) & \text{if } m+n \text{ is even} \\ x_{m,n}(t) = i e^{i(2\pi n \nu_0 t + \varphi)} x(t - n\tau_0) & \text{if } m+n \text{ is odd} \end{cases} \quad (15)$$

with $\nu_0 \tau_0 = 1/2$.

φ being any phase that can be arbitrarily set at 0.

The barycenters of the basic functions therefore form a lattice of the time-frequency plane generated by the vectors $(\tau_0, 0)$ and $(0, \nu_0)$, as shown in Figure 2.

This lattice has a density 2. The functions $x_{m,n}(t)$ are mutually orthogonal with respect to the scalar product in R . In the known approaches, the prototype function is limited in frequency in such a way that the spectrum of each carrier overlaps only that of the adjacent carriers. In practice, the prototype functions considered are even-order functions (real or possibly complex) verifying the following relationship:

$$\begin{cases} X(f) = 0 & \text{if } |f| \geq \nu_0 \\ |X(f)|^2 + |X(f - \nu_0)|^2 = 1/\nu_0 & \text{if } 0 \leq f \leq \nu_0 \end{cases} \quad (16)$$

A possible choice for $x(t)$ is the pulse response of a half-Nyquist filter with 100% roll-off, namely:

$$x(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\nu_0}} \cos \pi f \tau_0 & \text{if } |f| \leq \nu_0 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (17)$$

When $x(t)$ and its Fourier transform are observed, it is noted that $X(f)$ has a bounded support and that $x(t)$ decreases in t^{-2} , i.e. this is a result substantially better than the theoretical limit resulting from the Balian-Low-Coifman-Semmes theorem. The elementary waveforms are better localized in the time-frequency plane than in the case of the OFDM/QAM, which gives this modulation a better behavior in the presence of multiple paths and of Doppler phenomena. As above, it is possible to define the parameter ξ measuring the tolerance of the modulation to the delay and to the Doppler phenomenon. This parameter ξ is equal to 0.865.

3. Drawbacks of the prior art systems

These known systems have many drawbacks and limits, especially in very disturbed channels and when high efficiency is required.

3.1 OFDM/QAM

The main problem of the OFDM/QAM system is that it imperatively requires the use of a guard interval. As indicated here above, this gives rise to a substantial loss of efficiency when high spectral efficiency values are aimed at.

Furthermore, the signals sent out are poorly concentrated in the frequency domain, which also limits the performance characteristics in the highly non-stationary channels. In particular, this spread makes it difficult to use equalizers.

3.2 OFDM/OQAM

Conversely, the frequency performance characteristics of the OFDM/OQAM are rather

satisfactory and the problem of the loss related to the guard interval does not arise. By contrast, the pulse response of the prototype function has a relatively slow temporal decrease, namely a decrease in $1/x^2$.

5 This implies two types of difficulties. First of all, it is difficult to truncate the waveform in a short interval of time. This implies complex processing in the receiver. Furthermore, this also implies possible systems of equalization.

10 In other words, the efficiency of the OFDM/OQAM techniques is greater than that of the OFDM/QAM techniques, but these techniques prove to be more complicated to implement and therefore costly, especially in receivers.

15 4. Presentation of the invention

4.1 Goals of the invention

It is an aim of the invention in particular to overcome these different drawbacks and limitations of the prior art.

20 Thus, an aim of the invention is to provide a digital signal designed to be transmitted or broadcast to receivers, that can be used to obtain better performance characteristics in non-stationary channels and especially in highly non-stationary channels.

25 The invention is also aimed at providing a signal of this kind that can be used to obtain high spectral efficiency.

30 Another aim of the invention is to provide a signal of this kind that avoids the drawbacks of the OFDM/QAM approach related to the guard interval while at the same time preserving a temporal response of the prototype function that is as concentrated as possible, in particular so as to simplify the processing at the receiver.

35 The invention is also aimed at providing a signal of this kind enabling the making of receivers with

limited complexity and cost, especially as regards demodulation and equalization.

An additional goal of the invention is to provide transmitters, receivers, methods of transmission or broadcasting, methods of reception and methods for the construction, namely the definition, of a modulation corresponding to such a signal.

4.2 Main characteristics of the invention

These aims as well as others that shall appear hereinafter are achieved according to the invention by a multicarrier signal designed to be transmitted to digital receivers, especially in a non-stationary transmission channel, corresponding to the frequency multiplexing of several elementary carriers each corresponding to a series of symbols, two consecutive symbols being separated by a symbol time τ_0 , a signal in which firstly the spacing ν_0 between two neighboring carriers is equal to half of the reverse of the symbol time τ_0 ,

and in which secondly each carrier undergoes an operation of filtering for the shaping of its spectrum having a bandwidth strictly greater than twice said spacing between carriers ν_0 . This spectrum is chosen so that each symbol element is concentrated as far as possible both in the temporal field and the frequency field.

In particular, a signal of this kind may correspond to the following equation:

$$s(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} x_{m,n}(t)$$

where:

$a_{m,n}$ is a real coefficient representing the signal source chosen in a predetermined alphabet of modulation;

m is an integer representing the frequency dimension;

n is an integer representing the temporal dimension;

t represents time;

5 $x_{m,n}(t)$ is a basic function translated into the time-frequency space of one and the same even-order prototype function $x(t)$ taking real or complex values, namely:

$$x_{m,n}(t) = \pm i^{m+n} e^{i(2\pi m \nu_0 t + \varphi)} x(t - n\tau_0) \quad \text{with } \nu_0 \tau_0 = 1/2$$

where φ is an arbitrary phase parameter,

10 the Fourier transform $X(f)$ of the function $x(t)$ having a support extending beyond the interval $[-\nu_0, \nu_0]$,

15 and where said basic functions $\{x_{m,n}\}$ are mutually orthogonal, the real part of the scalar product of two different basic functions being zero.

The symbol " \pm " indicates that $x_{m,n}(t)$ may, without distinction, take a negative sign or a positive sign. It does not of course mean that $x_{m,n}(t)$ takes both values.

20 Thus, the invention is based on a system of modulation that uses prototype functions that are as concentrated as possible in the time-frequency plane. The value of this approach is that of having available a modulation producing a signal that avoids the
25 drawbacks of the OFDM/QAM related to the guard interval while at the same time preserving a temporal response of the prototype function that is as concentrated as possible so as to simplify the processing at the receiver.

30 In other words, an object of the invention relates to novel systems of modulation built, like the OFDM/OQAM modulation, on an orthogonal lattice with a density 2 without the prototype function thereby in any way being a function with a frequency-bounded support.
35 Among the types of modulation proposed, there are either modulations using prototype functions with time-

bounded supports or prototype functions that are not bounded either in time or in frequency but on the contrary have properties of fast decrease both in time and in frequency and an almost optimum concentration in the time-frequency plane.

Signals of this kind are in no way obvious to those skilled in the art, in view of the prior art. As indicated here above, there are basically two modes of construction of OFDM type modulations.

The first known mode of construction uses a lattice with a density 1. This first approach uses a base for the breaking down of the signals where every signal is subdivided into intervals, each interval being then broken down in the form of a Fourier series. This is the OFDM/QAM approach. The literature gives few examples of alternative approaches built on the same lattice, and the results obtained are of little practical interest [10].

Furthermore, the OFDM/QAM technique is the only one that can benefit from the method of the guard interval. The OFDM/QAM approach is therefore a singular feature that permits no extension.

The second known mode of construction (OFDM/OQAM) uses a lattice with the density 2. The orthogonality between symbols centered on one and the same frequency or on adjacent frequencies is ensured by a shaping of the half-Nyquist signals and by an appropriate choice of the phase of the signal. Finally, the orthogonality beyond the adjacent frequencies is ensured by the fact that the frequency bands do not overlap.

Consequently, it is not obviously easy to build new modulations that do not verify this property.

All the variants of the invention described here below have the advantage of using a prototype function either limited in the temporal domain or having a fast decrease so that the function can be easily truncated.

According to a first variant, said prototype function $x(t)$ is an even-order function that is zero outside the interval $[-\tau_0, \tau_0]$, and verifies the relationship:

$$\begin{cases} x(t) = 0 & \text{if } |t| \geq \tau_0 \\ |x(t)|^2 + |x(t - \tau_0)|^2 = 1/\tau_0 & \text{if } 0 \leq t < \tau_0 \end{cases}$$

Advantageously, said prototype function $x(t)$ is defined by:

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\tau_0}} \cos \pi / 2 \tau_0 \text{ if } |t| \leq \tau_0 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

In the first case (hereinafter called OFDM/MSK), the performance characteristics in terms of resistance to the Doppler phenomenon and to the multiple paths are equivalent to the OFDM/OQAM modulation, and the making of the receiver is simplified.

According to a second variant of the invention, said prototype function $x(t)$ is characterized by the equation:

$$x(t) = \frac{y(t)}{\sqrt{\tau_0 \sum_k |y(t - k\tau_0)|^2}}$$

the function $y(t)$ being defined by its Fourier transform $Y(f)$:

$$Y(f) = \frac{G(f)}{\sqrt{\nu_0 \sum_k |G(f - k\nu_0)|^2}}$$

where $G(f)$ is a normalized Gaussian function of the type: $G(f) = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi\alpha f^2}$

α being a strictly positive real parameter, k varying from $-\infty$ to $+\infty$.

Advantageously, the parameter α is equal to unity. The corresponding modulation is hereinafter called OFDM/IOTA. In this case, the corresponding prototype function referenced 3 is identical to the Fourier transform.

The making of the receiver is simpler than in the case of the OFDM/OQAM, although slightly more complex than in the previous case, but the performance characteristics are substantially higher.

5 The invention also relates to a method for the transmission of a digital signal especially in a non-stationary transmission channel, comprising the following steps:

- the channel encoding of a digital signal to be transmitted, delivering real digital coefficients $a_{m,n}$ chosen out of a predetermined alphabet;
- the construction of a signal $s(t)$ meeting the equation defined here above;

15 ~~the transmission of a signal, having said signal~~
 $s(t)$ as its complex envelope, to at least one receiver.

Advantageously, a method of this kind furthermore comprises a step of frequency and/or time interleaving applied to the binary elements forming said digital signal to be transmitted or to the digital coefficients $a_{m,n}$.

20 This makes it possible to provide for optimal performance characteristics in the non-stationary channels.

25 The invention also relates to the transmitters of a signal of this kind.

The invention also relates to a method for the reception of a signal as described here above, comprising the following steps:

- the reception of a signal having, as its complex envelope, a signal $r(t)$ corresponding to the signal $s(t)$ at transmission;

- the estimation of the response of the transmission channel comprising an estimation of the phase response $\theta_{m,n}$ and of the amplitude response $\rho_{m,n}$;

35 - the demodulation of said signal $r(t)$ comprising the following steps:

- the multiplication of said signal $r(t)$ by the prototype function $x(t)$;
- the aliasing of the filtered waveform modulo $2\tau_0$;
- the application of a Fourier transform (FFT);
- 5 - the correction of the phase $\theta_{m,n}$ induced by the transmission channel;
- the correction of the phase corresponding to the term i^{m+n} ;
- the selection of the real part of the coefficient obtained $\tilde{a}_{m,n}$ corresponding to the coefficient $a_{m,n}$ transmitted weighted by the amplitude response $\rho_{m,n}$ of the transmission channel.

Preferably, this reception method comprises a step for the frequency and/or time de-interleaving of said real digital coefficients $\tilde{a}_{m,n}$ and, possibly, of the corresponding values $\rho_{m,n}$ of the amplitude response of the channel, said de-interleaving being the reverse of an interleaving implemented at transmission and/or a step of weighted-decision decoding that is adapted to the channel encoding implemented at transmission.

The invention also relates to the corresponding receivers.

Finally, the invention also relates to a preferred method for the construction of a prototype function $x(t)$ for a signal as described here above comprising the following steps:

- the selection of a normalized Gaussian function $G(f)$ of the type:

$$G(f) = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi\alpha f^2};$$

- the determining of said prototype function $x(t)$ such that:

$$x(t) = \frac{y(t)}{\sqrt{\tau_0 \sum_k |y(t - k\tau_0)|^2}}$$

- the function $y(t)$ being defined by its Fourier transform $Y(f)$:

$$Y(f) = \frac{G(f)}{\sqrt{\nu_0 \sum_k |G(f - k\nu_0)|^2}}.$$

This method makes it possible in particular to define the prototype function 3, described here above.

5. Description of particular embodiments of the invention

5.1. List of figures

- Figure 1 illustrates a lattice with a density 1, corresponding to the one implemented in the case of the known OFDM/QAM modulation;

- Figure 2 illustrates a lattice with a density 2, corresponding to the one implemented in the case of the known OFDM/OQAM modulation, and in the case of the invention;

- Figures 3A to 3D, 4C to 4D, 5A to 5D, 6A to 6D and 7A to 7D respectively show the known OFDM/QAM modulation (3), OFDM/QAM modulation with guard interval (4), OFDM/OQAM modulation (5) and the types of modulation used in the invention namely OFDM/MSK modulation (6) and OFDM/IOTA modulation (7), according to the following aspects:

- . A: the prototype function $x(t)$;
- . B: the linear Fourier transform of the prototype function;
- . C: the modulus of the linear ambiguity function (as defined in Appendix 2);
- . D: the intersymbol function (as defined in Appendix 2);

- Figure 7E shows the decrease of the signal OFDM/IOTA in logarithmic scale;

- Figure 8 shows the ambiguity function of a Gaussian function;
- Figure 9 is a block diagram of a transmitter (and of a corresponding transmission method) that can be used according to the invention;
- Figure 10 is a block diagram of a receiver (and to the corresponding reception method) that can be used according to the invention;
- Figure 11 gives a more precise view of the method of the modulation implemented in the receiver of Figure 10.

5.2. Main theories of the signals according to the invention

All the basic signals of the OFDM/OQAM defined in (15) can be rewritten in the following form:

$$x_{m,n}(t) = \pm i^{m+n} e^{i(2\pi m \nu_0 \tau_0 t + \varphi)} x(t - n\tau_0) \quad \text{with } \nu_0 \tau_0 = 1/2 \quad (18)$$

The barycenters of the basic functions therefore form a lattice of the time-frequency plane generated by the vectors $(\tau_0, 0)$ and $(0, \nu_0)$ (see Figure 2). This lattice has a density of 2, namely $\nu_0 \tau_0 = 1/2$. As indicated in [16], these functions constitute a Hilbertian basis of H_R . In order to simplify the writing, we shall hereinafter omit the sign reversals.

In general, it is sought to have conditions on $x(t)$ so that the group $\{x_{m,n}\}$ constitutes a Hilbertian basis of H_R . It is laid down that $x(t)$ should be an even-order function.

The scalar product of $x_{m,n}$ and of $x_{m',n'}$ can be written as follows:

$$\langle x_{m,n} | x_{m',n'} \rangle_R = \operatorname{Re} \int i^{(m-m')+(n-n')} e^{2i\pi(m-m')\nu_0 t} x(t - n\tau_0) x^*(t - n'\tau_0) dt \quad (19)$$

namely, by assuming $t' = t - (n+n')\tau_0/2$ and $\tau'_0 = (n-n')\tau_0$:

$$\begin{aligned}
& \langle x_{m,n} | x_{m',n'} \rangle_R \\
&= \Re e \left[\int i^{(m-m')+(n-n')} e^{2i\pi(m-m')(n+n')\tau_0/2} e^{2i\pi(m-m')\tau_0 t'} x(t'-\tau_0/2) x^*(t'+\tau_0/2) dt' \right] \quad (20) \\
& \Re e \left[\int i^{(m-m')+(n-n')} i^{(m-m')(n+n')} \int (\text{even-order function} + \text{odd-order function}) \right]
\end{aligned}$$

The orthogonality is therefore obtained if the coefficient of the integral is a pure imaginary number. The analysis of this coefficient shows that it is enough for this purpose for $m-m'$ or for $n-n'$ to be an odd number.

The lattice can therefore be split up into four sub-lattices, as can be seen in Figure 2 ($\{m \text{ even number, } n \text{ even number}\}, \{m \text{ even number, } n \text{ odd number}\}, \{m \text{ odd number, } n \text{ even number}\}, \{m \text{ odd number, } n \text{ odd number}\}$) which are mutually orthogonal (any function of one of the sub-lattices is orthogonal to any function of another sub-lattice). A sufficient condition in order that $\{x_{m,n}\}$ may constitute a Hilbertian basis is therefore that:

$$\langle x_{m,n} | x_{m',n'} \rangle_R = 0 \quad \forall m-m' \text{ even}, \forall n-n' \text{ even}, (m,n) \neq (m',n') \quad (21)$$

It is therefore enough to find an even-parity function $x(t)$ such that the functions of the type:

$$x_{2m,2n}(t) = e^{4i\pi m \tau_0 t} x(t - 2n\tau_0) \quad (22)$$

are mutually orthogonal with respect to the scalar product in R . Furthermore, if such is the case, these functions are also orthogonal with respect to the scalar product in C , for reasons of symmetry similar to those referred to here above. Another way of expressing this condition is to use the function of ambiguity of x [19]:

$$A_x(\tau, \nu) = \int x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-2i\pi \nu t} dt \quad (23)$$

It is then enough to find an even order function $x(t)$ such that:

$$A_x(2n\tau_0, 2m\nu_0) = 0, \quad \forall (m,n) \neq (0,0) \quad (24)$$

If the problem thus raised is compared to that of finding a Hilbertian basis with respect to the scalar product in C , the constraints of orthogonality are

substantially lower since the lattice concerned is half as dense. Indeed, the basic functions are centered on the points of the lattice $\{2m\nu_0, 2n\tau_0\}$, namely a lattice with a density of $1/2$. The reasons for the inapplicability of the Balian-Low-Coifman-Semmes theorem therefore can be seen here in an intuitively evident manner.

In the case of the OFDM/OQAM approach, the orthogonality of the functions $x_{2m,2n}(t)$ with respect to one another is obtained by two constraints of different natures. Indeed, if $m \neq m'$, $\langle x_{2m,2n} | x_{2m',2n'} \rangle$ is zero because these functions have disjoint spectra. Furthermore, $\langle x_{2m,2n} | x_{2m,2n'} \rangle$ is zero because $X(f)$ has a half-Nyquist type shaping.

As can be seen in the abundant literature already referred to, those skilled in the art consider it imperative to verify these two constraints. In particular, they are of the view that the prototype function must be one with a frequency-bounded support.

5.3. General principles of the invention

The invention is based on a wholly novel approach to the multicarrier signals of the OFDM/OQAM type. According to this novel approach orthogonality is obtained no longer by respect for the two constraints mentioned here above but by a specific definition of the prototype functions.

In other words, an object of the invention is new signals based on systems of modulation built like the OFDM/OQAM modulation on an orthogonal lattice with a density of 2 without this implying that the prototype function is in any way one with a frequency-bounded support.

The principle used is that of building orthogonal lattices with a density $1/2$ and then deducing therefrom lattices with a density of 2 by a judicious choice of the phases of the signals.

Very many signals may be constructed according to the technique of the invention. Two non-restricted examples of such signals are given here below, respectively called OFDM/MSK and OFDM/IOTA. A particular method for building such signals is also given by way of a non-exhaustive example in Appendix 3. This method of course forms part of the invention and has been put in an appendix only to simplify the reading of the present description.

5.4. OFDM/MSK modulation

Here we consider a new modulation built according to the same generic equation as the OFDM/OQAM modulation (equations 14 and 15), but using a different prototype function. It shall be called OFDM/MSK because each carrier is MSK modulated [20]. The prototype function is written as follows:

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\nu_0}} \cos \pi \tau_0 \text{ if } |t| \leq \tau_0 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (25)$$

In fact, it is observed on an a posteriori basis that this modulation can be considered as being dual with respect to the OFDM/OQAM because it corresponds to an exchange of the time and frequency axes. The essential value of this modulation with respect to the OFDM/OQAM is that the prototype function is strictly limited in time. This particularly simplifies the implementation of the receiver since the number of coefficients of the input filter is considerably reduced. Furthermore, the performance characteristics in the presence of multiple paths are unchanged, the parameter x being identical.

5.5. The IOTA modulation

The OFDM/IOTA modulation on the contrary results from a totally novel and original approach to the field of signal processing that we have named the IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) transform, described in Appendix 3.

5.5.1. Equation of the signal

Here we shall consider a new modulation built according to the same generic equation as the OFDM/OQAM modulation (equations 14 and 15), but on the basis of a different prototype function. It shall be named OFDM/IOTA owing to the choice of the prototype function. The prototype function is written as follows:

$$x(t) = \frac{1}{2^{1/4} \sqrt{\tau_0}} \mathfrak{X}(t/\tau_0 \sqrt{2}) \quad (26)$$

designing the function IOTA defined in Appendix 3.

It will be noted that the building method given in Appendix 3 can be used to obtain an infinity of solutions, the function IOTA constituting a remarkable solution. The basic functions of the OFDM/IOTA modulation are therefore written as follows:

$$\mathfrak{I}_{m,n}(t) = \frac{e^{i\pi m n}}{2^{1/4} \sqrt{\tau_0}} e^{2i\pi m n \tau_0} \mathfrak{X}\left(\frac{t}{\tau_0} - n\right) / \sqrt{2} \quad \text{with } \nu_0 \tau_0 = 1/2 \quad (27)$$

The transmitted signal can therefore be written as follows:

$$s(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} \mathfrak{I}_{m,n}(t) \quad (28)$$

with:

$$a_{m,n} = \Re \int s(t) \mathfrak{I}_{m,n}^*(t) dt \quad (29)$$

5.5.2. Comments on the figures and advantages related to rapid decrease

In order to highlight the advantages of the invention in a visual manner, the following are presented for each modulation discussed here above:

- . A : the prototype function $x(t)$;
- . B : the linear Fourier transform linearly of the prototype function;
- . C : the modulus of the linear ambiguity function (as described in Appendix 2);

. D : the intersymbol function (as defined in Appendix 2).

The views shown of the ambiguity function (figures referenced C) enable the judgement of the confinement of the prototype function in the time-frequency plane. The views shown of the intersymbol function (figures referenced D) enable an appreciation of the sensitivity of a modulation to delay and to the Doppler phenomenon. The phase errors are not considered since all the modulations are equivalent in this respect.

Figures 3A to 3D relate to the known case of the conventional OFDM/QAM modulation. The main defect of this modulation is not, as might be suggested by the frequency response of the prototype function, the slow decrease of the level of the minor lobes.

Indeed, the sensitivity of the OFDM to the frequency errors is only slightly greater than that of the other types of considered. By contrast, the II has a different set of statistical values expressed by a horizontal closing of the eye equivalent to that of a modulation with a zero roll-off. There therefore exist traces, which are admittedly improbable but could create systematic errors when there is no coding. This detail is an unesthetic one but is of no real consequence in the presence of coding. By contrast, this slow decrease means that the II energy is distributed over a large number of neighboring symbols, which makes any attempt at equalization difficult.

Paradoxically, the real problem comes from the sudden limiting of the temporal response which corresponds to an ambiguity function that is triangular along this axis. This gives an intersymbol function with very high sensitivity to the temporal errors: the slope is vertical and the parameter ξ is therefore zero. This is what warrants the use of a guard interval.

Figures 4C and 4D relate to the OFDM/QAM modulation with a guard interval (the prototype function and Fourier transform are identical to those of the OFDM/QAM illustrated in Figures 3A and 3C. The use of a guard interval creates a flat zone at a level of the ambiguity function. In fact, the term that ought to be used in this case is rather that of "cross-ambiguity". Obviously, this flat part is found at the intersymbol function, giving immunity to temporal errors. The figures show the case of a guard interval $0.25 \tau_0$.

~~At the level of the frequency errors, the properties are the same as those of the standard OFDM.~~

The cost of the guard interval is acceptable when the field of interest concerns modulations with low spectral efficiency. On the contrary, it becomes prohibitive if it is sought to have high spectral efficiency: let us take for example a guard interval equal to a quarter of the useful symbol. Under these conditions, in order to have a net efficiency of 4 bits/s/Hz, it is necessary to have a system of modulation and encoding with a rough efficiency of 5 bits/s/Hz, giving a loss of 3 dB with respect to Shannon's limit capacity. And moreover, to this loss it is necessary to add an additional loss of 1 dB due to the power that is "unnecessarily" transmitted in the guard interval. In all therefore, it is 4 dB that are lost with respect to the optimum.

Figures 5A to 5D present the case of the OFDM/OQAM.

The temporal response of the OFDM/OQAM has a better shape than that of the OFDM/QAM. Nevertheless, the temporal decrease will be only in $1/r^2$. The ambiguity function is cancelled out on a lattice with a density $1/2$. The sensitivity to frequency errors is

greater than that to temporal errors. The parameter x is equal to 0.8765.

Figures 6A to 6D relate to the first embodiment of the invention corresponding to the OFDM/MSK modulation. It is ascertained that it has properties strictly identical to those of the OQAM in reversing the temporal and frequency scales. The parameter x is unchanged.

Finally, Figures 7A to 7D present the OFDM/IOTA modulation. This modulation has a fast decrease (in the mathematical sense of the term) in time and in frequency, thus enabling equalization with the greatest possible efficiency.

It furthermore has perfect symmetry with respect to these two axes. Its intersymbol function is almost ideal. In general, its behavior approaches that of a Gaussian function. The parameter x is equal to 0.9769.

The ambiguity function of the function A (Figure 7C) can be compared with that of a Gaussian function as illustrated in Figure 8. The general shape of these two functions is very similar at the peak. On the contrary it is different at the base.

Figure 7E gives a view in a logarithmic scale of the decrease in time of the IOTA signal. It can be seen that the amplitude of the signal decreases linearly in logarithmic scale (in time and frequency of course since the two aspects are identical), namely exponentially in terms of linear scale. This property therefore makes it possible, in a practical embodiment, to truncate the waveform and thus limit the complexity of the receiver.

5.6. Principle of a transmitter

Figure 9 shows a simplified block diagram of a transmitter of a signal according to the invention. The method of transmission is deduced therefrom directly.

A binary source with a high bit rate (typically some tens of megabits/s) is considered. The term binary source is understood to mean a series of data elements corresponding to one or more sampled, digital or analog source signals 91 of all types (sounds, images, data). These binary data elements are subjected to a binary-to-binary channel encoding 92 adapted to fading channels. It is possible for example to use a trellis coded modulation possibly concatenated with a Reed-Solomon code. More specifically, if a spectral efficiency of 4 bits/Hz is desired, it is possible to use a code with an efficiency of 2/3 associated with an 8AM modulation taking eight amplitude levels.

Then, according to the principle explained in the patent FR-88 15216, these encoded data elements are distributed (93) in the time-frequency space so as to provide the necessary diversity and decorrelate the Rayleigh fading that affects the symbols transmitted.

More generally, a first binary-to-binary encoding, a time and frequency interlacing and a mapping operation are carried out. It is clear that the interlacing may be done without distinction before or after the mapping depending on the needs and the codes used.

At the end of this encoding operation, there are real symbols to be transmitted $a_{m,n}$. The principle of the making of the OFDM/MSK or OFDM/IOTA modulator 94 is similar to that of an OFDM/OQAM transmitter. Only the prototype waveform differs. Reference may be made to [15] for a detailed description of the modulation system. To build the signal to be transmitted, the symbols of the same order n are grouped together, and the following is computed:

$$s(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} x_{m,n}(t) = \sum_n \sum_m a_{m,n} i^{m+n} e^{2i\pi n \tau_0 t} x(t - n\tau_0) \quad (30)$$

This operation may advantageously be done digitally by a fast Fourier transform (FFT) relating to all the symbols of the same order n , followed by a multiplication of the resultant waveform by the prototype function IOTA and finally by an addition of the symbols of different ranks (summation according to the index n).

The complex signal thus generated is then converted into analog form 98 and then transposed to the final frequency by a two-channel quadrature modulator 99 (I&Q modulator) and finally amplified 910 before being transmitted 911.

5.7. Principle of a receiver

Figure 10 gives a schematic illustration of a receiver of a signal according to the invention (as well as the corresponding reception method).

The OFDM/MSK or OFDM/IOTA receiver is substantially similar to the one adapted to the OFDM/OQAM modulation. The input stages are conventional. The signal is preamplified 101 and then converted into intermediate frequency 102 in order to obtain the channel filtering 103. The intermediate frequency signal is then converted into baseband at 105 on two channels in quadrature. In addition, the automatic gain correction (AGC) functions 104 are performed. These AGC functions control the preamplification 101.

Another solution consists in transposing the intermediate frequency signal to a low carrier frequency so as to sample the signal on a single channel, the complex representation being then obtained by digital filtering. Alternately, the RF signal may be transposed directly into baseband (direct conversion), the channel filtering being then done on each of the two channels I&Q. In every case, it is possible to return to a discrete representation of the

signal of the complex envelope corresponding to the received signal.

In order to provide a detailed description of the digital processing in baseband, we shall consider a multicarrier type modulation characterized by the equation of the complex envelope of the transmitted signal:

$$s(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} x_{m,n}(t) \quad (31)$$

Let us take a transmission channel characterized by its variable transfer function $T(f,t)$ (see Appendix 2). The complex envelope of the received signal $r(t)$ is written as follows:

$$r(t) = \int S(f) T(f,t) e^{2i\pi ft} df \quad (32)$$

The demodulator estimates (106) the transfer function $T(f,t)$ by conventional means which for example may use a reference lattice of explicit carriers according to the patent FR-90 01491. To demodulate the signal proper (107), the channel is likened locally to a multiplier channel characterized by an amplitude and a phase corresponding to the value of $T(f,t)$ for the instant and the frequency considered. To estimate $a_{m,n}(t)$, the received signal is therefore identified with the signal:

$$\tilde{r}(t) = \int S(f) T(m\nu_0, n\tau_0) e^{2i\pi ft} df = T(m\nu_0, n\tau_0) s(t) \quad (33)$$

It shall be supposed that:

$$T(m\nu_0, n\tau_0) = \rho_{m,n} e^{i\theta_{m,n}} \quad (34)$$

The demodulator therefore performs the following processing operation:

$$\tilde{a}_{m,n} = \Re \int r(t) e^{-i\theta_{m,n}} x_{m,n}^*(t) dt \quad (35)$$

In the case of a stationary channel with a transfer function $\rho e^{i\theta}$, the following is found obviously:

$$\tilde{a}_{m,n} = \rho a_{m,n} \quad (36)$$

In practice, the processing 107 is performed in digital form according to the method shown in Figure

11. The receiver works similarly to an OFDM/OQAM receiver [13-16]. It performs the following processing operations:

- 5 - multiplication 111 of said received signal $r(t)$ by its prototype function $x(t)$ 112;
- "aliasing" 113 of the filtered waveform modulo $2t_0$;
- application 114 of a Fourier transform (FFT);
- 10 - correction 115 of the phase $q_{m,n}$ as a function of the estimation of the channel
- ~~116, comprising for example an estimation~~
- $r_{m,n}$ of the amplitude response and an estimation $q_{m,n}$ of the phase response of
- 15 the transmission channel;
- correction 117 of the phase corresponding to the term i^{m+n} , the data elements being alternately in phase and in quadrature;
- the selection 118 of the real part of the
- 20 coefficient obtained $\tilde{a}_{m,n}$ corresponding to the transmitted coefficient $a_{m,n}$ weighted by the amplitude response $r_{m,n}$ of the transmission channel.

25 This algorithm therefore enables the comprehensive computation of all the coefficients of a given index n . The magnitude of the corresponding complexity is approximately twice that of the algorithm used for the OFDM/QAM.

30 The coefficients thus obtained are then de-interlaced 108, symmetrically with the interlacing implemented at transmission, and then decoded 109 advantageously according to a soft decision decoding technique implementing for example an algorithm of the Viterbi algorithm type. If the channel decoding takes

35 account of the estimation of the response of the amplitude of the channel $r_{m,n}$, the corresponding values

are also de-interlaced 110. Furthermore, the de-interlacing is of course performed before or after the mapping depending on the point in time when the interlacing has been carried out at transmission.

APPENDIX 1: REFERENCES

- [1] M.L. Doeltz, E.T. Heald and D.L. Martin, "Binary data transmission techniques for linear systems" Proceedings of the IRE, pp. 656-661, May 1957.
- [2] R.R. Mosier, "A data transmission system using pulse phase modulation" IRE Conv. Rec. 1st Nat'l Conv Military Electronics (Washington, D.C., June 17-19, 1957) pp. 233-238.
- [3] G.A. Franco and G. Lachs, "An orthogonal coding technique for communications" 1961 IRE Internat'l Conv. Rec., vol. 9, pp. 126-133.
- [4] H.F. Harmuth, "On the transmission of information by orthogonal time functions" AIEE Trans. (Communications and Electronics) vol. 79, pp. 248-255, July 1960.
- [5] S.B. Weinstein and Paul M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform" IEEE Trans. Commun., vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [6] L.J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," IEEE Trans. Commun., vol. COM-33, pp. 665-675, July 1985.
- [7] E.F. Casas and C. Leung, "OFDM for data communication over mobile radio FM channels - Part I : Analysis and experimental results" IEEE Trans. Commun., vol. 39, pp. 783-793, May 1991.
- [8] E.F. Casas and C. Leung, "OFDM for data communication over mobile radio FM channels - Part II : Performance improvement"

IEEE Trans. Commun.,

vol. 40, pp. 680-683, April 1992.

[9] I. Daubechies, "The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis"

5 IEEE Trans. Inform. Theory,

vol. IT-36, pp. 961-1005, Sept. 1990.

[10] H.E. Jensen, T. Hoholdt, and J. Justesen, "Double series representation of bounded signals"

IEEE Trans. Inform. Theory,

10 vol. IT-34, pp. 613-624, July 1988.

[11] R.W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission"

Bell Syst. Tech. J.,

vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.

15 [12] B.R. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system"

IEEE Trans. Commun. Technol.,

vol. COM-15, pp. 805-811, Dec. 1967.

[13] R.W. Chang, "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme"

20

IEEE Trans. Commun. Technol.,

vol. COM-16, pp. 529-540, Aug. 1968.

[14] B. Hirosaki, "An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems"

25

IEEE Trans. Commun.,

vol. COM-28, pp. 73-83, Jan. 1980.

[15] B. Hirosaki, "An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform"

IEEE Trans. Commun.,

30

vol. COM-29, pp. 982-989, July. 1981.

[16] B. Hirosaki, "A maximum likelihood receiver for an orthogonally multiplexed QAM system"

IEEE Journal on Selected Areas in Commun.,

vol. SAC-22, pp. 757-764, Sept. 1984.

[17] B. Hirosaki, S. Hasegawa, and A. Sabato, "Advanced group-band modem using orthogonally multiplexed QAM technique"

IEEE Trans. Commun.,

5 vol. COM-34, pp. 587-592, June. 1986.

[18] John A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come"

IEEE Communications Magazine,

pp. 5-14, May 1990.

10 [19] P.M. Woodward, "Probability and information theory with application to radar"

Pergamon Press,

London 1953.

[20] F. Amoroso and J. A. Kivett, "Simplified MSK signalling technique"

15

IEEE Trans. Commun.,

vol. COM-25, pp. 433-441, April 1977.

[21] P. A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels"

20

IEEE Trans. Commun. Systems,

pp. 360-393, Dec. 1964.

[22] P.M. Woodward, "Probability and information theory with application to radar"

Pergamon Press,

25

London 1953.

[23] M. Alard and R. Lassalle, "Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers les mobiles"

Revue de l'U.E.R.,

30

No. 224, August 1987, pp. 168-190.

APPENDIX 2

1. Modelling of the channel1.1. General model

A dispersive channel may be considered to be a linear system having a pulse response that is variable in time. There are two ways of defining this pulse response. This approach will be based broadly on the conventions proposed in [21]:

- the pulse response at input or input delay spread function $g(t, \tau)$ defined by:

$$r(t) = \int s(t - \tau) g(t, \tau) d\tau$$

where $s(t)$ and $r(t)$ respectively represent the signals transmitted and received,

- the pulse response at output or output delay spread function $h(t, \tau)$ defined by:

$$r(t) = \int s(t - \tau) h(t - \tau, \tau) d\tau$$

We evidently have $h(t, \tau) = g(t + \tau, \tau)$. $h(t, \tau)$ represents the pulse response of the channel at the instant t . These conventions being established, it is possible to define the following characteristic functions:

- the delay-Doppler spread function $U(\tau, \nu)$ is characterized by:

$$g(t, \tau) = \int U(\tau, \nu) e^{i2\pi \nu \tau} d\nu$$

$$\text{with } r(t) = \iint U(\tau, \nu) s(t - \tau) e^{i2\pi \nu \tau} d\nu d\tau$$

- the Doppler-delay spread function $V(\nu, \tau)$ is characterized by:

$$h(t, \tau) = \int V(\nu, \tau) e^{-i2\pi \nu \tau} d\nu$$

$$\text{with } r(t) = \iint V(\nu, \tau) s(t - \tau) e^{i2\pi \nu (t - \tau)} d\nu d\tau$$

Or quite simply:

$$V(\nu, \tau) = e^{i2\pi \nu \tau} U(\tau, \nu)$$

- the time-variant transfer function $T(f, t)$ is characterized by:

$$T(f, t) = \int g(t, \tau) e^{-i2\pi f \tau} d\tau$$

with $r(t) = \int S(f)T(f,t)e^{j2\pi ft} df$

The same equation as in the case of a stationary channel is therefore got again, the difference being simply that the transfer function becomes variable in time. This transfer function $T(f,t)$ is the 2D Fourier transform of $U(\tau,v)$, namely:

$$T(f,t) = \iint U(\tau,v) e^{-j2\pi ft} e^{j2\pi vx} d\tau dv$$

In any case, it is assumed that $U(\tau,v)$ has a bounded support. This means that the transfer function $T(f,t)$ can be represented by a lattice of discrete values by virtue of the sampling theorem.

1.2. The static delay-Doppler model

The delay-Doppler model is defined by the equation:

$$r(t) = \iint U(\tau,v) s(t-\tau) e^{j2\pi vx} d\tau dv$$

This equation shows the channel as a sum of elementary channels characterized by an amplitude, a phase, a temporal offset and a frequency offset. It is therefore legitimate to take an interest in the behavior of the various existing modulations of this type of channel, which shall be named the static delay-Doppler model.

The equation of the channel is written then in the following simplified form:

$$r(t) = A e^{j\theta} s(t-\tau) e^{j2\pi vx}$$

2. Performance characteristics of the OFDM in the non-stationary channels

2.1. General case

Let us consider an OFDM multicarrier modulation of any type (OFDM/QAM, OFDM/OQAM or OFDM/IOTA) characterized by the generic equation:

$$s(t) = \sum_{k \in E} a_k x_k(t)$$

a_k being real variables, E being a 2D lattice with a density 2 in the time-frequency space, the functions

$x_k(t)$ being translated functions in time and in frequency of one and the same prototype function $x(t)$ and constituting a Hilbertian basis of $L^2(\mathbb{R})$.

$$x_k(t) = e^{i\varphi_k} x(t - \tau_k) e^{2i\pi\nu_k t}, k \in E$$

5 It will be noted that no hypothesis is made on the structure of the lattice E . In the particular case of the OFDM/QAM, this lattice can be divided into two co-localized sub-lattices with phases in quadrature.

10 The demodulation operation can be written as follows:

$$\hat{a}_n = \Re \left[e^{-i\phi} \int r(t) x_n^*(t) dt \right]$$

ϕ being a phase estimated by the demodulator and $r(t)$ being the complex envelope of the signal received. It is therefore possible to write:

$$\begin{aligned} \hat{a}_n &= \Re \left[e^{-i\phi} \int \left[\iint U(\tau, \nu) s(t - \tau) e^{i2\pi\nu\tau} d\tau d\nu \right] x_n^*(t) dt \right] \\ &= \Re \left[e^{-i\phi} \iint U(\tau, \nu) \left[\int s(t - \tau) e^{i2\pi\nu\tau} x_n^*(t) dt \right] d\tau d\nu \right] \end{aligned}$$

Now:

$$\begin{aligned} \int s(t - \tau) e^{i2\pi\nu\tau} x_n^*(t) dt &= \sum_k a_k \int x_k(t - \tau) e^{i2\pi\nu\tau} x_n^*(t) dt \\ &= \sum_k a_k e^{i(\varphi_k - \varphi_n)} e^{2i\pi(\tau + \tau_k - \tau_n)(\nu + \nu_k - \nu_n)} A_x(\tau_n - \tau_k - \tau, \nu_n - \nu_k - \nu) \end{aligned}$$

It is deduced therefrom that:

$$\begin{aligned} \hat{a}_n &= \\ &= \sum_k a_k \Re \left[e^{-i\phi} e^{i(\varphi_k - \varphi_n)} \iint e^{2i\pi(\tau + \tau_k - \tau_n)(\nu + \nu_k - \nu_n)} U(\tau, \nu) A_x(\tau_n - \tau_k - \tau, \nu_n - \nu_k - \nu) d\tau d\nu \right] \end{aligned}$$

20 The optimum value of ϕ is the one that maximizes the coefficient \hat{a}_n , giving:

$$\phi = \text{Arg} \iint e^{2i\pi\nu\tau} U(\tau, \nu) A_x(-\tau, -\nu) d\tau d\nu$$

25 Although they are general, the above equations can hardly be exploited. However they show that the useful signal and the intersymbol appear as integrations of the ambiguity function weighted by the delay-Doppler spread function.

2.2. Case of the static channel

30 If we look at a static delay-Doppler type of channel, characterized by a phase θ , a delay τ and an

offset v (the amplitude A will be normalized at 1), the demodulation will be done similarly by introducing a phase parameter ϕ into the estimator. The result of this operation is written as follows:

$$\begin{aligned}
 \hat{a}_n &= \Re \left[\int r(t) x_n^*(t) e^{-i\phi} dt \right] = \Re \left[e^{i\phi} \int s(t-\tau) e^{2i\pi\tau} x_n^*(t) dt \right] \\
 &= \sum_{k \in E} a_k \Re \left[\int e^{i(\phi-\theta)} x_k(t-\tau) e^{2i\pi\tau} x_n^*(t) dt \right] = \sum_{k \in E} a_k \Re \left[\int e^{i(\phi-\theta)} e^{-2i\pi\tau(t+\tau)} x_n(t+\tau) x_k^*(t) dt \right] \\
 &= \sum_{k \in E} a_k c_k, \text{ avec } c_k = \Re \left[\int e^{i(\phi-\theta)} e^{-2i\pi\tau(t+\tau)} x_n(t+\tau) x_k^*(t) dt \right]
 \end{aligned}$$

The demodulated signal is therefore finally written as:

$$\hat{a}_n = c_n a_n + \sum_{k \in E, k \neq n} c_k a_k$$

The second term represents the intersymbol interference (II). If the data elements a_k are considered to be independent random variables with a variance σ^2 , the variance I of the II is written as follows:

$$I = \sum_{k \in E, k \neq n} c_k^2 \sigma^2$$

Now, the coefficients c_k are the coefficients of the breakdown of the function $e^{i(\phi-\theta)} e^{-2i\pi\tau(t+\tau)} x_n(t+\tau)$, with a norm equal to unity, on the Hilbertian basis of the functions $x_k(t)$. We therefore have:

$$\sum_{k \in E} c_k^2 = 1 \text{ et } I = (1 - c_n^2) \sigma^2$$

In other words, the variance of the received signal is constant and is distributed between the "useful" signal $c_n a_n$ and II, having a variance $I = (1 - c_n^2) \sigma^2$. The computation of the coefficient c_n gives:

$$\begin{aligned}
 c_n &= \Re \left[\int e^{i(\phi-\theta)} e^{-2i\pi\tau(t+\tau)} x_n(t+\tau) x_n^*(t) dt \right] = \\
 &= \Re \left[e^{i(\phi-\theta-\pi\tau)} \int e^{-2i\pi\tau} x_n(t+\tau/2) x_n^*(t-\tau/2) dt \right] = \Re \left[e^{i(\phi-\theta-\pi\tau)} \bar{A}_{x_n}(\tau, v) \right]
 \end{aligned}$$

Now, the ambiguity function of x_n is written as:

$$A_{x_n}(\tau, v) = e^{2i\pi\tau(v-\tau_n\theta)} A_x(\tau, v)$$

Finally, it is possible to write:

$$c_n = \Re[e^{i(\theta + \pi v \tau + 2\pi(\tau_n v - v_n \tau))} A_x(\tau, v)]$$

It will be assumed that the demodulation phase ϕ is written in the form $\phi_{opt} + \Delta\phi$, where ϕ_{opt} is the demodulation phase that minimizes the II, i.e. maximizes c_n , giving:

$$\phi_{opt} = \theta + \pi v \tau + 2\pi(\tau_n v - v_n \tau)$$

Then, the variance of the II can be written simply as follows:

$$I = (1 - (\Re[A_x(\tau, v)e^{i\Delta\phi}])^2)\sigma^2$$

When the prototype function is an even order function (which corresponds to the case of the method of construction of the Hilbertian bases described in the main part of this document), the ambiguity function is real and we therefore have:

$$I = (1 - A_x^2(\tau, v)\cos^2 \Delta\phi)\sigma^2$$

This result is quite remarkable since it shows that the sensitivity to the delay and to the Doppler phenomenon of any multicarrier modulation depends only on the ambiguity function of its prototype function. Hereinafter, the term "intersymbol function" (used loosely to designate the intersymbol interference function), will be used to designate the function $I_s(\tau, v) = \sqrt{1 - A_x^2(\tau, v)}$ in general), representing the mean quadratic value of the intersymbol normalized by the mean quadratic value of the data elements in the case of an estimation of optimal phase.

3. Comparative analysis of the different types of OFDM

3.1. Theoretical limits

The description here below shall deal with the properties of the intersymbol function. It is observed that the sensitivity of a multicarrier modulation is directly related to the behavior of the ambiguity function of the corresponding prototype function in the vicinity of (0,0). The problem raised is quite similar to the problems of uncertainty encountered in the field

of radar and reference may be made to the abundant literature on the subject (see for example [22]). Without any loss of generality, it is possible to choose a function $x(t)$, by an appropriate temporal and frequency translation in such a way that its first order moments are zero, namely:

$$\int t |x(t)|^2 dt = \int f |X(f)|^2 df = 0$$

Under these conditions, it is easy to verify that the partial derivatives of the first order cancel each other out:

$$\frac{\partial A_x}{\partial \nu}(\tau, \nu) = -2i\pi \int e^{-2i\pi \tau t} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) dt \Rightarrow$$

$$\frac{\partial A_x}{\partial \nu}(0,0) = -2i\pi \int t |x(t)|^2 dt = 0$$

$$\frac{\partial A_x}{\partial \tau}(\tau, \nu) = -2i\pi \int e^{-2i\pi f \tau} f X(f + \nu/2) X^*(f - \nu/2) df \Rightarrow$$

$$\frac{\partial A_x}{\partial \tau}(0,0) = -2i\pi \int f |X(f)|^2 df = 0$$

It is possible to characterize the behavior of the ambiguity function around (0,0) on the basis of the second order partial derivatives:

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial \tau \partial \nu}(\tau, \nu) = -i\pi \int t e^{-2i\pi \tau t} (x'(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) - x(t + \tau/2) x'^*(t - \tau/2)) dt \Rightarrow$$

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial \tau \partial \nu}(0,0) = 2\pi \int t \Im [x'(t) x^*(t)] dt$$

It will be assumed that $\frac{\partial^2 A_x}{\partial \tau \partial \nu}(0,0) = \mu_x$

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial \nu^2}(\tau, \nu) = -4\pi^2 \int e^{-2i\pi \tau t} t^2 x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) dt \Rightarrow$$

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial \nu^2}(0,0) = -4\pi^2 \int t^2 |x(t)|^2 dt = -4\pi^2 \Delta t^2$$

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial \tau^2}(\tau, \nu) = -4\pi^2 \int e^{-2i\pi f \tau} f^2 X(f + \nu/2) X^*(f - \nu/2) df \Rightarrow$$

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial \tau^2}(0,0) = -4\pi^2 \int f^2 |X(f)|^2 df = -4\pi^2 \Delta f^2$$

Let us consider the Taylor-Young development of the ambiguity function in $(0,0)$:

$$A_x(d\tau, dv) = 1 - 2\pi^2(\Delta t^2 dv^2 + \Delta f^2 d\tau^2) + \mu dv d\tau + o(dv^2 + d\tau^2)$$

A deduction is made therefrom of the Taylor-Young development of the variance of the intersymbol:

$$I = (1 - (\Re[A_x(\tau, v)])^2 \cos^2 \Delta\phi) \sigma^2$$

that is:

$$I(d\tau, dv, d\phi) = \sigma^2 [4\pi^2(\Delta t^2 dv^2 + \Delta f^2 d\tau^2) - 2\mu dv d\tau + d\phi^2 + o(dv^2 + d\tau^2 + d\phi^2)]$$

It is deduced therefrom that the intersymbol function I_s accepts, at the outset, a tangential cone with the following equation:

$$z = \sqrt{4\pi^2(\Delta t^2 v^2 + \Delta f^2 \tau^2) - 2\mu v \tau}$$

The intersection of this cone with the plane $z = 1$ (maximum intersymbol) demarcates a surface with an elliptic contour whose area ξ may be considered as a measure of the sensitivity to the delay and to the Doppler phenomenon. When μ_x is zero, this ellipse has the temporal and frequency axes as its axes of symmetry and extends from $\pm 1/2\pi\Delta f$ along the temporal axis and $\pm 1/2\pi\Delta t$ along the frequency axis. We therefore have:

$$\xi = 1/4\pi\Delta t\Delta f$$

In view of Heisenberg's inequality, ξ cannot exceed unity. This result is generalized when μ_x is different from 0. Let us consider the function $y(t)$ obtained by multiplying the function $x(t)$ by a wobulation:

$$y(t) = e^{i\pi\beta t^2} x(t) \Rightarrow y'(t) = e^{i\pi\beta t^2} (x'(t) + 2i\pi\beta t x(t))$$

It is therefore possible to write:

$$\begin{aligned} \mu_y &= \frac{\partial^2 A_y}{\partial \tau \partial v}(0,0) = 2\pi \int t \Im m [y'(t) y^*(t)] dt \\ &= 2\pi \int t \Im m [x'(t) x^*(t)] dt + 4\pi^2 \beta \int t^2 |x(t)|^2 dt = \mu_x + 4\pi^2 \beta \Delta t^2 \end{aligned}$$

It is therefore always possible to cancel μ_y by choosing β appropriately. Now, the operation of multiplication by a wobulation achieves a simple change of axes of the associated ambiguity function

with preservation of the areas. It is deduced therefrom that the parameter ξ is always between 0 and 1.

5 This result is extremely important since it
enables the comparison of the performance
characteristics of all the MCMs in the dispersive
channels on the basis of a single parameter. It can be
seen therefore that these performance characteristics
depend only on the concentration of the associated
10 prototype function. The optimum is achieved virtually
by the Gaussian function but this optimum is
inaccessible since the Gaussian functions do not enable
the construction of a Hilbertian basis.

APPENDIX 3

1. Introduction

This appendix gives a method of construction of prototype functions verifying the requisite criteria of orthogonality. The method can be used to obtain an infinity of functions, among them a particular solution (called an IOTA function) possessing the particular feature of being identical to its Fourier transform.

2. Ambiguity function

This chapter recalls the main properties of the ambiguity function and describes various operators acting on this function.

2.1 Reminders concerning the ambiguity function2.1.1 Definitions

Let us take a function $x(t)$ and its Fourier transform $X(f)$. With this function, it is possible to associate its temporal and frequency products respectively defined by:

$$\begin{cases} \gamma_x(t, \tau) = x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) \\ \Gamma_x(f, \nu) = X(f + \nu/2) X^*(f - \nu/2) \end{cases}$$

The Wigner-Ville transform and the ambiguity function of x are then given by:

$$\begin{cases} W_x(t, f) = \int \gamma_x(t, \tau) e^{-2i\pi f\tau} d\tau = \int \Gamma_x(f, \nu) e^{2i\pi \nu t} d\nu \\ A_x(\tau, \nu) = \int \gamma_x(t, \tau) e^{-2i\pi \nu t} dt = \int \Gamma_x(f, \nu) e^{2i\pi f\tau} df \end{cases}$$

2.1.2. Properties of symmetry of the ambiguity function

Let us take a function $x(t)$. The notations x^- and \tilde{x} will be applied respectively to the functions defined as follows:

$$\begin{cases} x^-(t) = x(-t) \\ \tilde{x}(t) = x^*(-t) \end{cases}$$

We then have the relationships:

$$A_x(\tau, \nu) = \int e^{-2i\pi \nu t} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) dt = \int e^{-2i\pi \nu t} x(-t - \tau/2) \tilde{x}^*(-t + \tau/2) dt$$

that is, assuming that $u = -t$:

$$A_x(\tau, \nu) = \int e^{2i\pi u} x(-u + \tau/2) x^*(-u - \tau/2) du =$$

$$\int e^{2i\pi u} x(u - \tau/2) x^*(u + \tau/2) du = A_x^*(\tau, \nu)$$

It is concluded therefrom in particular that if a function x is an even order value, namely that $x = x^*$, then its ambiguity function is real. Furthermore, the following relationship will be noted:

$$A_x(\tau, \nu) = \int e^{-2i\pi \nu t} x^*(u + \tau/2) x(u - \tau/2) du = A_x(-\tau, \nu)$$

By combining these two relationships, we get:

$$A_x(\tau, \nu) = A_x(\tau, -\nu)$$

10 2.1.3. Ambiguity function and Fourier transform

It is possible to rewrite the definition of the ambiguity function as follows:

$$A_x(\tau, \nu) = \int \Gamma_x(f, \nu) e^{2i\pi f \tau} df = \int \gamma_x(f, \nu) e^{2i\pi f \tau} df = A_x(\nu, -\tau)$$

or again: $A_x(\tau, \nu) = A_x(-\nu, \tau)$

15 2.1.4. Ambiguity function and time-frequency translation

Let us consider a translated function of any prototype function $x(t)$, namely:

$$x_k = e^{i\pi \nu_k t} e^{2i\pi \nu_k \tau_k} x(t - \tau_k)$$

The associated ambiguity function is written as follows:

$$A_{x_k}(\tau, \nu) = \int e^{-2i\pi \nu t} e^{i\pi \nu_k t} e^{2i\pi \nu_k (t + \tau/2)} x(t - \tau_k + \tau/2) e^{-i\pi \nu_k t} e^{-2i\pi \nu_k (t - \tau/2)} x^*(t - \tau_k - \tau/2) dt =$$

$$\int e^{-2i\pi \nu t} e^{2i\pi \nu_k t} x(t - \tau_k + \tau/2) x^*(t - \tau_k - \tau/2) dt$$

25 that is, assuming that $u = t - \tau_k$

$$A_{x_k}(\tau, \nu) = e^{2i\pi (\nu_k \tau - \nu_k^2 \tau_k)} \int e^{-2i\pi \nu u} x(u + \tau/2) x^*(u - \tau/2) du = e^{2i\pi (\nu_k \tau - \nu_k^2 \tau_k)} A_x(\tau, \nu)$$

2.2 Orthogonality and ambiguity function

2.2.1 General case

30 We consider two translated functions of one and the same function $x(t)$, namely:

$$x_k = e^{i\varphi_k} e^{2i\pi\tau_k t} x(t - \tau_k)$$

$$x_{k'} = e^{i\varphi_{k'}} e^{2i\pi\tau_{k'} t} x(t - \tau_{k'})$$

The scalar product of these two functions can be written as follows:

$$\langle x_k | x_{k'} \rangle = e^{i(\varphi_k - \varphi_{k'})} \int e^{2i\pi(\tau_k - \tau_{k'})t} x(t - \tau_k) x^*(t - \tau_{k'}) dt$$

that is, assuming that $u = t - (\tau_k + \tau_{k'})/2$:

$$\langle x_k | x_{k'} \rangle = e^{i(\varphi_k - \varphi_{k'})} e^{2i\pi(\tau_k - \tau_{k'})((\tau_k + \tau_{k'})/2)} \int e^{2i\pi(\tau_k - \tau_{k'})u} x(u + (\tau_{k'} - \tau_k)/2) x^*(u - (\tau_{k'} - \tau_k)/2) du =$$

$$e^{i(\varphi_k - \varphi_{k'})} e^{2i\pi(\tau_k - \tau_{k'})((\tau_k + \tau_{k'})/2)} A_x(\tau_{k'} - \tau_k, \nu_{k'} - \nu_k)$$

3. Hilbertian bases on the orthogonal lattices

3.1. General principles of construction

We consider a set of functions $\{x_{m,n}\}$ defined by:

$$x_{m,n}(t) = e^{i(m+n)\pi/2} e^{2i\pi\tau_0 t} x(t - n\tau_0) \text{ avec } \nu_0\tau_0 = 1/2$$

A search is made for the conditions on $x(t)$ so that the set $\{x_{m,n}\}$ is a Hilbertian basis of H_R . It is laid down that $x(t)$ is an even function whose ambiguity function A_x is therefore real.

The scalar product in R of $x_{m,n}$ and of $x_{m',n'}$ can be written as:

$$\langle x_{m,n} | x_{m',n'} \rangle_R = \Re e \left[e^{i(m+n-m'-n')\pi/2} e^{i\pi(m-m')(n+n')\tau_0\tau_0} A_x((n'-n)\tau_0, (m'-m)\nu_0) \right]$$

$$= \Re e \left[e^{i((m-m')+(n-n'))+(m-m')(n+n'))\pi/2} A_x((n'-n)\tau_0, (m'-m)\nu_0) \right]$$

The following relationship of congruence modulo 2 will be noted:

$$(m - m') + (n - n') + (m - m')(n + n') \equiv 1 - (m - m' + 1)(n - n' + 1)$$

Consequently, if $(m, n) \neq (m', n')$ modulo 2, the scalar product is zero. The lattice $\{x_{m,n}\}$ can therefore be broken up into four sub-lattices characterized by: $\{m \text{ even}, n \text{ even}\}$, $\{m \text{ even}, n \text{ odd}\}$, $\{m \text{ odd}, n \text{ even}\}$, $\{m \text{ odd}, n \text{ odd}\}$. The orthogonality between functions belonging to different sub-lattices is therefore automatic and does not depend on the properties of the prototype function, since this function is an even value.

What remains to be done then is to ensure that the functions of one and the same sub-lattice are mutually orthogonal. It is enough for this purpose that the ambiguity function A_x should verify:

$$A_x(2n\tau_0, 2m\nu_0) = 0 \quad \forall (m, n) \neq (0, 0)$$

It can be seen therefore that the problem of the construction of the Hilbertian bases of H_R on the orthogonal lattice with a density 2 amounts to that of the construction of an even prototype function whose ambiguity function is cancelled out on a lattice of the density 1/2.

3.2. Methods of orthogonalization

3.2.1. Temporal orthogonalization

Definition:

Let us take a function $x(t)$ with a Fourier transform $X(f)$. The designation O_t is given to the temporal orthogonalization operator which associates a function $y(t)$ with $x(t)$, this function $y(t)$ being defined by its Fourier transform $Y(f)$:

$$Y(f) = \frac{X(f)}{\sqrt{\nu_0 \sum_k |X(f - k\nu_0)|^2}}$$

By construction, we have:

$$\nu_0 \sum_m |Y(f - m\nu_0)|^2 = \nu_0 \sum_m \Gamma_y(f - m\nu_0, 0) = 1$$

namely by reverse Fourier transform:

$$\left[\sum_n \delta(\tau - 2n\tau_0) \right] A_y(\tau, 0) = \delta(\tau)$$

or again:

$$A_y(2n\tau_0, 0) = 0 \quad \forall n \neq 0 \quad \text{et} \quad A_y(0, 0) = 1$$

The orthogonalization is therefore really done on the temporal axis. It is furthermore noted that this operator normalizes y .

Let X be a Gaussian function and $y = O_t x$. Let us consider the expression:

$$\Gamma_y(f, 2m\nu_0) = Y(f + m\nu_0)Y^*(f - m\nu_0) = \frac{X(f + m\nu_0)X^*(f - m\nu_0)}{\nu_0 \sum_k |X(f - k\nu_0)|^2}$$

Since X is a Gaussian function, it is possible to write:

$$X(f + mv_0)X^*(f - mv_0) = c_m |X(f)|^2$$

where c_m is a constant. It is deduced therefrom that:

$$\Gamma_y(f, 2mv_0) = c_m \Gamma_y(f, 0)$$

By reverse Fourier transform we get:

$$A_y(\tau, 2mv_0) = c_m A_y(\tau, 0)$$

Consequently:

$$\forall m, \forall n \neq 0 \quad A_y(2n\tau_0, 2mv_0) = 0$$

The temporal orthogonalization operator O_t therefore orthogonalizes the entire lattice except for the frequency axis.

Theorem 1

Let x be a Gaussian function and $y = O_t x$, then:

$$\forall m, \forall n \neq 0 \quad A_y(2n\tau_0, 2mv_0) = 0$$

3.2.2. Frequency orthogonalization

Definition

Let us take a function $x(t)$. O_f is the designation given to the frequency orthogonalization operator which associates a function $y(t)$ with $x(t)$, this function $y(t)$ being defined by:

$$y(t) = \frac{x(t)}{\sqrt{\tau_0 \sum_k |x(t - k\tau_0)|^2}}$$

By construction, we have:

$$\tau_0 \sum_n |x(t - n\tau_0)|^2 = \tau_0 \sum_n \gamma_y(t - n\tau_0, 0) = 1$$

giving, by Fourier transform:

$$\left[\sum_m \delta(\nu - 2mv_0) \right] A_y(0, \nu) = \delta(\nu) \quad \text{avec } v_0 \tau_0 = 1/2$$

or again:

$$A_y(0, 2mv_0) = 0 \quad \forall m \neq 0 \quad \text{et } A_y(0, 0) = 1$$

The orthogonalization is therefore really done on the frequency axis. It is furthermore noted that this operator normalizes y .

Let x be a Gaussian function and $z = O_f y$, with $y = O_t x$. Let us consider the expression:

$$\gamma_z(t, 2n\tau_0) = z(t + n\tau_0) z^*(t - n\tau_0) = \frac{y(t + n\tau_0) y^*(t - n\tau_0)}{\tau_0 \sum_k |y(t - k\tau_0)|^2}$$

It is therefore possible to write:

$$\gamma_z(t, 2n\tau_0) = \gamma_y(t, 2n\tau_0) P(t)$$

where $P(t)$ is a periodic function with a period τ_0 that accepts a development in Fourier series of the type $\sum a_k e^{4\pi i k t / \tau_0}$

By Fourier transform, we obtain:

$$A_z(2n\tau_0, \nu) = \sum_k a_k A_y(2n\tau_0, \nu - 2k\nu_0)$$

Where:

$$\forall m, \forall n \neq 0, A_y(2n\tau_0, 2m\nu_0) = 0 \Rightarrow$$

$$\forall m, \forall n \neq 0, A_z(2n\tau_0, 2m\nu_0) = 0$$

Furthermore by construction,

$$\forall m \neq 0, A_z(0, 2m\nu_0) = 0$$

We finally have:

$$\forall (m, n) \neq (0, 0), A_z(2n\tau_0, 2m\nu_0) = 0$$

Thus, the ambiguity function of z gets cancelled out outside $(0, 0)$ for all the multiples of $2\tau_0$ and $2\nu_0$, giving a lattice with a density $1/2$.

Theorem 2

Let x be a Gaussian function and $z = O_f O_t x$, then:

$$\forall (m, n) \neq (0, 0), A_z(2n\tau_0, 2m\nu_0) = 0$$

3.3. The orthogonalization operator O

In view of the above, it can clearly be seen that there is a time-frequency scale that symmetrizes the writing of the equations: it is enough for this purpose to choose $\tau_0 = \nu_0 = 1/\sqrt{2}$. The scales will therefore be renormalized accordingly without harming the general character of the demonstrations.

3.3.1. Definition

The designation O is applied to the orthogonalization operator which associates, with a function x , the function y defined by:

$$y(u) = \frac{2^{1/4} x(u)}{\sqrt{\sum_k |x(u - k/\sqrt{2})|^2}}$$

Furthermore, the Fourier transform operator will subsequently be designated by F.

3.3.2. Idempotence of the operator O

5 Let $z = Oy$ and $y = Ox$. It is possible to write:

$$z(u) = \frac{2^{1/4} y(u)}{\sqrt{\sum_k |y(u - k/\sqrt{2})|^2}} = \frac{2^{1/4} y(u)}{\sqrt{\sum_k \left| \frac{2^{1/4} x(u - k/\sqrt{2})}{\sqrt{\sum_{k'} |x(u - (k+k')/\sqrt{2})|^2}} \right|^2}} = y(u)$$

We therefore have $Ox = Ox$ which shows the idempotence of the operator O. In the same way, the dual operator $F^{-1}OF$ is also idempotent, since

$$10 \quad F^{-1}OFF^{-1}OF = F^{-1}OOF = F^{-1}OF.$$

3.3.3. Lemma 1

Let P be a periodic function with a period $1/\sqrt{2}$ and D a distribution having the form:

$$D(u) = \sum_k a_k \delta(u - k\sqrt{2})$$

15 Let x be any function:

$$[D * (Px)](u) = \sum_k a_k P(u - k\sqrt{2}) x(u - k\sqrt{2}) =$$

$$P(u) \sum_k a_k x(u - k\sqrt{2}) = [P(D * x)](u)$$

Lemma 1

Let P be a periodic function with a period $1/\sqrt{2}$ and D a distribution having the form $D(u) = \sum_k a_k \delta(u - k\sqrt{2})$.

20 Let x be any function. We have:

$$D * (Px) = P(D * x)$$

Lemma 2

Let us take the function y_α defined by $y_\alpha = D * x_\alpha$, with $x_\alpha = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi\alpha^2}$, and D being a distribution having the form $D(u) = \sum_k a_k \delta(u - k\sqrt{2})$

25

It is therefore possible to write:

$$y_\alpha(u) = \sum_k a_k x_\alpha(u - k\sqrt{2})$$

Let us consider the sum:

$$\sum_k |y_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2 = \sum_k \sum_{k', k''} a_{k'} a_{k''} x_\alpha(u - k'/\sqrt{2} - k''/\sqrt{2}) x_\alpha(u - k'/\sqrt{2} - k''/\sqrt{2})$$

Or again by application of the result given in appendix (§ 4):

$$5 \quad \sum_k |y_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2 = \sum_k \sum_{k', k''} a_{k'} a_{k''} e^{-\pi i(k' - k'')^2} |x_\alpha(u - (k' + k'')/\sqrt{2})|^2$$

and then by reorganizing the indices and redefining k as $k + k' + k''$:

$$\sum_k |y_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2 = \sum_k \sum_{k', k''} a_{k'} a_{k''} e^{-\pi i(k' - k'')^2} |x_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2$$

It is therefore possible to write:

$$10 \quad \sum_k |y_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2 = c \sum_k |x_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2$$

$$\text{with } c = \sum_{k', k''} a_{k'} a_{k''} e^{-\pi i(k' - k'')^2}$$

The coefficient c can easily be estimated by rewriting the above relationship in the form:

$$\sum_k \gamma_{y_\alpha}(u - k/\sqrt{2}, 0) = c \sum_k \gamma_{x_\alpha}(u - k/\sqrt{2}, 0)$$

15 Giving, by Fourier transform:

$$\sqrt{2} \left[\sum_k \delta(v - k\sqrt{2}) \right] A_{y_\alpha}(0, v) = c \sqrt{2} \left[\sum_k \delta(v - k\sqrt{2}) \right] A_{x_\alpha}(0, v)$$

In particular, it is possible therefrom to deduce:

$$|y_\alpha|^2 = A_{y_\alpha}(0, 0) = c A_{x_\alpha}(0, 0) = c |x_\alpha|^2$$

We therefore have finally:

$$20 \quad \frac{\sum_k |y_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2}{\|y_\alpha\|^2} = \frac{\sum_k |x_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2}{\|x_\alpha\|^2}$$

Lemma 2

Let us take the function y_α defined by $y_\alpha = D * x_\alpha$, with $x_\alpha = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi \alpha^2}$, and D being a distribution having the form $D(u) = \sum_k a_k \delta(u - k\sqrt{2})$

$$25 \quad \frac{\sum_k |y_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2}{\|y_\alpha\|^2} = \frac{\sum_k |x_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2}{\|x_\alpha\|^2}$$

3.3.5. Commutative nature of the operators O and $F^{-1}OF$

We shall now show that the operators O and $F^{-1}OF$ switch over when they are applied to a Gaussian function. Let $x_\alpha = (2\alpha)^{1/4} e^{-\alpha x^2}$.

5

Then $Fx_\alpha = x_{1/\alpha}$

and $Ox_\alpha = P_\alpha x_\alpha$

P_α being defined by the relationship:

$$P_\alpha(u) = \frac{2^{1/4}}{\sqrt{\sum_k |x_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2}}$$

and its Fourier transform D_α by:

10

$$D_\alpha(u) = \sum_k a_{\alpha k} \delta(u - k\sqrt{2})$$

Let $y_\alpha = F^{-1}OFx_\alpha$ and $z_\alpha = Oy_\alpha$. It is possible to write:

$$y_\alpha = F^{-1}OFx_\alpha = F^{-1}Ox_{1/\alpha} = F^{-1}(P_{1/\alpha} x_{1/\alpha}) = D_{1/\alpha} * x_\alpha$$

$$\text{and } z_\alpha(u) = \frac{2^{1/4} y_\alpha(u)}{\sqrt{\sum_k |y_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2}}$$

15

Since x_α and y_α having a norm equal to unity, it is possible to write, by applying lemma 2:

$$z_\alpha(u) = \frac{2^{1/4} y_\alpha(u)}{\sqrt{\sum_k |x_\alpha(u - k/\sqrt{2})|^2}} = P_\alpha y_\alpha = P_\alpha(D_{1/\alpha} * x_\alpha)$$

In the same way, the following is defined:

$$w_{1/\alpha} = FOx_\alpha = F(P_\alpha x_\alpha) = D_\alpha * x_{1/\alpha}$$

20

It is possible to write:

$$Ow_{1/\alpha}(u) = \frac{2^{1/4} w_{1/\alpha}(u)}{\sqrt{\sum_k |w_{1/\alpha}(u - k/\sqrt{2})|^2}}$$

Since $x_{1/\alpha}$ and $w_{1/\alpha}$ have a norm equal to unity, we have, in application of the lemma 2:

$$Ow_{1/\alpha}(u) = \frac{2^{1/4} w_{1/\alpha}(u)}{\sqrt{\sum_k |x_{1/\alpha}(u - k/\sqrt{2})|^2}} = P_{1/\alpha} w_{1/\alpha} = P_{1/\alpha}(D_\alpha * x_{1/\alpha})$$

25

Giving, by reverse Fourier transform:

$$F^{-1}OFOx_\alpha = F^{-1}Ow_{1/\alpha} = D_{1/\alpha} * (P_\alpha x_\alpha)$$

Now, by application of the lemma 1:

$$D_{1/\alpha} * (P_\alpha x_\alpha) = P_\alpha (D_{1/\alpha} * x_\alpha)$$

It is deduced therefrom that:

$$OF^{-1}OFx_\alpha = F^{-1}OFOX_\alpha$$

Theorem 3

For any Gaussian function x , the operators O and $F^{-1}OF$ switch over, giving:

$$OF^{-1}OFx = F^{-1}OFOX$$

Corollary 1

Let $z_\alpha = OF^{-1}OFx_\alpha$, with $x_\alpha = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi \alpha^2}$, then

$$Fz_\alpha = z_{1/\alpha}$$

Demonstration:

$$Fz_\alpha = FF^{-1}OFOX_\alpha = OF^{-1}Ox_\alpha = OF^{-1}OFx_{1/\alpha} =$$

$$z_{1/\alpha}$$

Noteworthy particular case

$$Fz_1 = z_1$$

This particular function gives perfect symmetry to the time and frequency axes and therefore constitutes the prototype function of the IOTA transform (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm). This particular function \mathfrak{I} will be noted.

Corollary 2

Let x be a Gaussian function and $z = OF^{-1}OFx$, then $Oz = z$.

Demonstration:

$$Oz = OOF^{-1}OFx = OF^{-1}OFx = z$$

Corollary 3

Let x be a Gaussian function and let $z = OF^{-1}OFx$, then $F^{-1}OFz = z$.

Demonstration:

$$F^{-1}OFz = F^{-1}OFF^{-1}OFOX = F^{-1}OFOX =$$

$$z$$

3.3.6. Ambiguity function of the functions z_α

Let us consider the theorem 2, with the normalization $\tau_0 = \nu_0 = 1/\sqrt{2}$. Then:

$$O_f = O \text{ and } O_t = F^{-1}OF$$

Consequently, the theorem 2 can be rewritten:

Theorem 4

Let x be a Gaussian function and $z = F^{-1}OFx$,
then:

$$\forall(m,n) \neq (0,0), \quad A_z(n\sqrt{2}, m\sqrt{2}) = 0$$

5

4. Appendix

Let us take a normalized Gaussian function x_a
defined by:

$$x_a(u) = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi\alpha u^2}$$

The product $x_a(u-a)x_a(u-b)$ can therefore be
written:

10

$$x(u-a)x(u-b) = \sqrt{2\alpha} e^{-\pi\alpha(u-a)^2 + (u-b)^2}$$

Now, we have the identity:

$$(u-a)^2 + (u-b)^2 = 2 \left[\left(u - \frac{a+b}{2} \right)^2 + \left(\frac{a-b}{2} \right)^2 \right]$$

Finally, it is possible to write:

15

$$x(u-a)x(u-b) = e^{-\pi\alpha(a-b)^2/2} \left[x\left(u - \frac{a+b}{2}\right) \right]^2$$

CLAIMS:

1. Multicarrier signal designed to be transmitted to digital receivers, especially in a non-stationary transmission channel, corresponding to the frequency multiplexing of several elementary carriers each corresponding to a series of symbols, two consecutive symbols being separated by a symbol time τ_0 , characterized in that, firstly, the spacing ν_0 between two neighboring carriers is equal to half of the reverse of the symbol time τ_0 , and in that, secondly, each carrier undergoes an operation of filtering for the shaping of its spectrum having a bandwidth strictly greater than twice said spacing between carriers ν_0 and being chosen so that each symbol element is concentrated as far as possible in the temporal domain and the frequency domain.

2. Signal according to claim 1, characterized in that its complex envelope responds to the following equation:

$$s(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} x_{m,n}(t)$$

where:

$a_{m,n}$ is a real coefficient chosen out of a predetermined alphabet of modulation;

m is an integer representing the frequency dimension;

n is an integer representing the temporal dimension;

t represents time;

$x_{m,n}(t)$ is a basic function translated into the time-frequency space of one and the same even-order prototype function $x(t)$ taking real or complex values, namely:

$$x_{m,n}(t) = \pm i^{m+n} e^{i(2\pi m \nu_0 t + \varphi)} x(t - n\tau_0) \text{ with } \nu_0 \tau_0 = 1/2$$

where φ is an arbitrary phase parameter,

the Fourier transform $X(f)$ of the function $x(t)$ having a support extending beyond the interval $[-v_0, v_0]$,

and where said basic functions $\{x_{m,n}\}$ are mutually orthogonal, the real part of the scalar product of two different basic functions being zero.

3. Signal according to claim 2, characterized in that said prototype function $x(t)$ is an even-order function that is zero outside the interval $[-\tau_0, \tau_0]$, and verifies the relationship:

$$\begin{cases} x(t) = 0 & \text{if } |t| \geq \tau_0 \\ |x(t)|^2 + |x(t - \tau_0)|^2 = 1/\tau_0 & \text{if } 0 \leq t < \tau_0 \end{cases}$$

4. Signal according to claim 3, characterized in that said prototype function $x(t)$ is defined by:

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\tau_0}} \cos \pi / 2 \tau_0 & \text{if } |t| \leq \tau_0 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

5. Signal according to claim 2, characterized in that said prototype function $x(t)$ is characterized by the equation:

$$x(t) = \frac{y(t)}{\sqrt{\tau_0 \sum_k |y(t - k\tau_0)|^2}}$$

the function $y(t)$ being defined by its Fourier transform $Y(f)$:

$$Y(f) = \frac{G(f)}{\sqrt{v_0 \sum_k |G(f - kv_0)|^2}}$$

where $G(f)$ is a normalized Gaussian function of the type: $G(f) = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi \alpha f^2}$, α being a strictly positive real parameter.

6. Signal according to claim 5, characterized in that the parameter α is equal to unity.

7. Method for the transmission, of a digital signal especially in a non-stationary transmission channel, characterized in that it comprises the following steps:

- the channel encoding of a digital signal to be transmitted, delivering real digital coefficients $a_{m,n}$ chosen out of a predetermined alphabet;

- the construction of a signal $s(t)$ complying with the the following equation:

$$s(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} x_{m,n}(t)$$

where:

m is an integer representing the frequency dimension;

n is an integer representing the temporal dimension;

t represents time;

$x_{m,n}(t)$ is a basic function translated into the time-frequency space of one and the same even-order prototype function $x(t)$ taking real or complex values, namely:

$$x_{m,n}(t) = \pm i^{m+n} e^{i(2\pi n \nu_0 \tau_0 + \phi)} x(t - n\tau_0) \text{ with } \nu_0 \tau_0 = 1/2$$

where ϕ is an arbitrary phase parameter,

the Fourier transform $X(f)$ of the function $x(t)$ having a support extending beyond the interval $[-\nu_0, \nu_0]$,

said basic functions $\{x_{m,n}\}$ being mutually orthogonal, the real part of the scalar product of two different basic functions being zero;

- the transmission of a signal, having said signal $s(t)$ as its complex envelope, to at least one receiver.

8. Method according to claim 7, characterized in that it comprises a step of frequency and/or time interlacing applied to the binary elements forming said digital signal to be transmitted or to the digital coefficients $a_{m,n}$ coming from the channel encoding.

9. Method for the reception of a signal according to any of the claims 1 to 7, characterized in that it comprises the following steps:

- the reception of a signal having, as its complex envelope, a signal $r(t)$;

- the estimation of the response of the transmission channel comprising an estimation of the phase response $\theta_{m,n}$ and of the amplitude response $\rho_{m,n}$;

- the demodulation of said signal $r(t)$ comprising the following steps:

- the multiplication of said signal $r(t)$ by the prototype function $x(t)$;

- the aliasing of the filtered waveform modulo $2\tau_0$;

- the application of a Fourier transform (FFT);

- the correction of the phase $\theta_{m,n}$ induced by the transmission channel;

- the correction of the phase corresponding to the term i^{m+n} ;

- the selection of the real part of the coefficient obtained $\tilde{a}_{m,n}$ corresponding to the coefficient $a_{m,n}$ transmitted weighted by the amplitude response $\rho_{m,n}$ of the transmission channel.

10. Method according to claim 9, characterized in that it comprises a step for the frequency and/or time de-interlacing of said real digital coefficients $\tilde{a}_{m,n}$ and, possibly, of the corresponding values $\rho_{m,n}$ of the amplitude response of the channel, said de-interlacing being symmetrical to an interlacing implemented at transmission and/or a step of weighted-decision decoding that is adapted to the channel encoding implemented at transmission.

11. Method for the construction of a prototype function $x(t)$ for a signal according to any of the claims 2 to 6, characterized in that it comprises the following steps:

- the selection of a normalized Gaussian function $G(f)$ of the type:

$$G(f) = (2\alpha)^{1/4} e^{-\pi f^2};$$

- the determining of said prototype function $x(t)$ such that:

$$x(t) = \frac{y(t)}{\sqrt{\tau_0 \sum_k |y(t - k\tau_0)|^2}}$$

5 - the function $y(t)$ being defined by its Fourier transform $Y(f)$:

$$Y(f) = \frac{G(f)}{\sqrt{\nu_0 \sum_k |G(f - k\nu_0)|^2}}.$$

ABSTRACTDIGITAL MULTICARRIER SIGNAL, METHOD FOR THE
CONSTRUCTION OF SUCH A SIGNAL AND CORRESPONDING METHODS
OF TRANSMISSION AND RECEPTION

5 The invention concerns a multicarrier signal
designed to be transmitted to digital receivers,
especially in a non-stationary transmission channel,
corresponding to the frequency multiplexing of several
10 elementary carriers each corresponding to a series of
symbols, two consecutive symbols being separated by a
symbol time τ_0 , a signal in which, firstly, the spacing
 ν_0 between two neighboring carriers is equal to half of
the reverse of the symbol time τ_0 and, secondly, each
15 carrier undergoes an operation of filtering for the
shaping of its spectrum having a bandwidth strictly
greater than twice said spacing between carriers ν_0
and its spectrum is chosen so that each symbol element
is highly concentrated in the temporal domain and in
the frequency domain.

20 The invention also concerns the methods for the
transmission and reception of such a signal.

Fig. 7A

2663
09/673114
Translation

PATENT COOPERATION TREATY

PCT

INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

(PCT Article 36 and Rule 70)

Technology Center 2600

D. J.
#5 257401
2642
Translation
RECEIVED

Applicant's or agent's file reference 4787.WO	FOR FURTHER ACTION See Notification of Transmittal of International Preliminary Examination Report (Form PCT/IPEA/416)	
International application No. PCT/FR99/00849	International filing date (day/month/year) 12 April 1999 (12.04.99)	Priority date (day/month/year) 10 April 1998 (10.04.98)
International Patent Classification (IPC) or national classification and IPC H04L 5/02		
Applicant WAVECOM		

1. This international preliminary examination report has been prepared by this International Preliminary Examining Authority and is transmitted to the applicant according to Article 36.

2. This REPORT consists of a total of 6 sheets, including this cover sheet.

☒ This report is also accompanied by ANNEXES, i.e., sheets of the description, claims and/or drawings which have been amended and are the basis for this report and/or sheets containing rectifications made before this Authority (see Rule 70.16 and Section 607 of the Administrative Instructions under the PCT).

These annexes consist of a total of 9 sheets.

3. This report contains indications relating to the following items:

- I ☒ Basis of the report
- II ☐ Priority
- III ☐ Non-establishment of opinion with regard to novelty, inventive step and industrial applicability
- IV ☐ Lack of unity of invention
- V ☒ Reasoned statement under Article 35(2) with regard to novelty, inventive step or industrial applicability; citations and explanations supporting such statement
- VI ☐ Certain documents cited
- VII ☐ Certain defects in the international application
- VIII ☒ Certain observations on the international application

Date of submission of the demand 27 October 1999 (27.10.99)	Date of completion of this report 27 June 2000 (27.06.2000)
Name and mailing address of the IPEA/EP	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

International application No.

PCT/FR99/00849

I. Basis of the report

1. This report has been drawn on the basis of *(Replacement sheets which have been furnished to the receiving Office in response to an invitation under Article 14 are referred to in this report as "originally filed" and are not annexed to the report since they do not contain amendments.)*:

- ☐ the international application as originally filed.
- ☒ the description, pages 2-4, 6, 7, 9, 12-14, as originally filed,
pages _____, filed with the demand,
pages 1, 5, 8, 10, 11, filed with the letter of 17 April 2000 (17.04.2000),
pages _____, filed with the letter of _____.
- ☒ the claims, Nos. _____, as originally filed,
Nos. _____, as amended under Article 19,
Nos. _____, filed with the demand,
Nos. 1-21, filed with the letter of 17 April 2000 (17.04.2000),
Nos. _____, filed with the letter of _____.
- ☒ the drawings, sheets/fig 1/3-3/3, as originally filed,
sheets/fig _____, filed with the demand,
sheets/fig _____, filed with the letter of _____,
sheets/fig _____, filed with the letter of _____.

2. The amendments have resulted in the cancellation of:

- ☐ the description, pages _____
- ☐ the claims, Nos. _____
- ☐ the drawings, sheets/fig _____

3. ☐ This report has been established as if (some of) the amendments had not been made, since they have been considered to go beyond the disclosure as filed, as indicated in the Supplemental Box (Rule 70.2(c)).

4. Additional observations, if necessary:

INTERNATIONAL PRELIMINARY EXAMINATION REPORT

International application No.

PCT/FR 99/00849

V. Reasoned statement under Article 35(2) with regard to novelty, inventive step or industrial applicability; citations and explanations supporting such statement

1. Statement

Novelty (N)	Claims	1-21	YES
	Claims		NO
Inventive step (IS)	Claims		YES
	Claims	1-21	NO
Industrial applicability (IA)	Claims	1-21	YES
	Claims		NO

2. Citations and explanations

Reference is made to the following documents:

D1: WO-A-98 02982
D2: EP-A-0 786 890
D3: FR-A-2 733 869

Claim 1:

Document D1 describes (see the passages cited in the search report) a method for transmitting a cellular radio telephony signal ("GMS system for mobile telephony") using a main bi-directional symmetric channel ("GMS primary band", figure 2), including a main uplink ("Uplink, mobile to base", figure 2) and a main downlink ("Downlink, base to mobile", figure 2), ensuring particularly a low or medium transmission rate of data (page 8, lines 7-9) and signalling and control information ("signalling channels provided for speech"), and also using at least one additional channel ensuring particularly high-rate data transmission ("wideband data transmission takes place in a further area of the spectrum, identified as a wideband extension").

The only difference between the subject matter of claim 1 (to the extent that said claim can be understood, see Box VIII of the present report) and the subject matter described in D1 is the allocation of the additional channel **only in the downlink direction**. However, the asymmetrical allocation of a wideband resource, particularly for high data transmission rate, was already widely known in the field of telecommunications (ex. ADSL, modems, etc...) to persons skilled in the art at the priority date of the present application (10/04/98). Simply using this known principle in a cellular radio telephony system using an additional wideband resource, as described in D1, therefore does not involve an inventive step.

Dependent claims 2 through 13 do not appear to contain any features which, in combination with the features of claim 1 to which they refer, might define subject matter that meets the PCT requirements of inventive step, given that they are already disclosed in or easily derivable, for a person skilled in the art, from documents D1 through D3.

- claim 2: see D1, page 8, lines 19-32;
- claim 3: see D1, claim 8;
- claim 4: see D1, claims 4 and 13;
- claims 5 through 7: derivable from D1;
- claim 8: see D2;
- claim 9: see D1, claim 9;
- claims 10 through 13: see D3

Claim 14 contains the same features as claim 1, but is expressed in terms of a system rather than a

method. It therefore does not meet the requirements of PCT Article 33(3) either.

Claim 15 relates to subject matter identical to that of claim 1 (see Box VIII of the present report) and therefore does not meet the requirements of PCT Article 33(3).

Claim 16 relates to a mobile unit for the method according to claim 15. The features of such a mobile unit are suggested in document D1. Claim 16 therefore does not meet the requirements of PCT Article 33(3).

Dependent claims 17 through 19 do not appear to contain any features which, in combination with the features of claim 16 to which they refer, might define subject matter that meets the PCT requirements of inventive step, since they are easily derivable, for a person skilled in the art, from document D1.

Claim 20 relates to a base station for the method according to claim 15. The features of such a station are suggested in document D1. Claim 20 therefore does not meet the requirements of PCT Article 33(3).

Dependent claim 21 contains the feature wherein the base station is designed to transmit the signalling related to the additional channel, which is described in D1.

VIII. Certain observations on the international application

The following observations on the clarity of the claims, description, and drawings or on the question whether the claims are fully supported by the description, are made:

Claim 1 relates to a "signal structure" and is therefore considered a "signal" type claim. It should therefore contain technical features relating to a "signal", i.e., spectral or time features of a physical quantity enabling information to be represented. However, the signal features disclosed in claim 1 are a main channel and an additional channel. The term "channel" generally means a physical medium in telecommunications (for example a frequency band, a time slot of a time frame,...), for transmitting signals. A signal is transmitted in a channel but cannot contain the channel itself. Claim 1 is therefore unclear (PCT Article 6).

TRAITE DE COOPERATION EN MATIERE DE BREVETS

Expéditeur: L'ADMINISTRATION CHARGÉE DE
L'EXAMEN PRELIMINAIRE INTERNATIONAL

29 JUIN 2000

Destinataire:

VIDON, Patrice
Immeuble Germanium
80, avenue des Buttes de Coesmes
F-35700 Rennes
FRANCE

COPIE

PCT

NOTIFICATION DE TRANSMISSION DU
RAPPORT D'EXAMEN PRELIMINAIRE
INTERNATIONAL
(règle 71.1 du PCT)

Date d'expédition
(jour/mois/année) 27.06.2000

Référence du dossier du déposant ou du mandataire
4787.WO

NOTIFICATION IMPORTANTE

Demande internationale No.
PCT/FR99/00849

Date du dépôt international (jour/mois/année)
12/04/1999

Date de priorité (jour/mois/année)
10/04/1998

Déposant
WAVECOM et al.

1. Il est notifié au déposant que l'administration chargée de l'examen préliminaire international a établi le rapport d'examen préliminaire international pour la demande internationale et le lui transmet ci-joint, accompagné, le cas échéant, de ces annexes.
2. Une copie du présent rapport et, le cas échéant, de ses annexes est transmise au Bureau international pour communication à tous les offices élus.
3. Si tel ou tel office élu l'exige, le Bureau international établira une traduction en langue anglaise du rapport (à l'exclusion des annexes de celui-ci) et la transmettra aux offices intéressés.

4. RAPPEL

Pour aborder la phase nationale auprès de chaque office élu, le déposant doit accomplir certains actes (dépôt de traduction et paiement des taxes nationales) dans le délai de 30 mois à compter de la date de priorité (ou plus tard pour ce qui concerne certains offices) (article 39.1) (voir aussi le rappel envoyé par le Bureau international dans le formulaire PCT/IB/301).

Lorsqu'une traduction de la demande internationale doit être remise à un office élu, elle doit comporter la traduction de toute annexe du rapport d'examen préliminaire international. Il appartient au déposant d'établir la traduction en question et de la remettre directement à chaque office élu intéressé.

Pour plus de précisions en ce qui concerne les délais applicables et les exigences des offices élus, voir le Volume II du Guide du déposant du PCT.

Nom et adresse postale de l'administration chargée de l'examen préliminaire international



Office européen des brevets
D-80298 Munich
Tél. +49 89 2399 - 0 Tx: 523656 epmu d
Fax: +49 89 2399 - 4465

Fonctionnaire autorisé

Ahrens, R

Tél. +49 89 2399-8136



TRAITE DE COOPERATION EN MATIERE DE BREVETS

PCT

RAPPORT D'EXAMEN PRELIMINAIRE INTERNATIONAL

(article 36 et règle 70 du PCT)



Référence du dossier du déposant ou du mandataire 4787.WO	POUR SUITE A DONNER voir la notification de transmission du rapport d'examen préliminaire international (formulaire PCT/IPEA/416)	
Demande internationale n° PCT/FR99/00849	Date du dépôt international (jour/mois/année) 12/04/1999	Date de priorité (jour/mois/année) 10/04/1998
Classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois classification nationale et CIB H04L5/02		
Déposant WAVECOM et al.		

1. Le présent rapport d'examen préliminaire international, établi par l'administration chargée de l'examen préliminaire international, est transmis au déposant conformément à l'article 36.
2. Ce RAPPORT comprend 6 feuilles, y compris la présente feuille de couverture.
 - ☒ Il est accompagné d'ANNEXES, c'est-à-dire de feuilles de la description, des revendications ou des dessins qui ont été modifiées et qui servent de base au présent rapport ou de feuilles contenant des rectifications faites auprès de l'administration chargée de l'examen préliminaire international (voir la règle 70.16 et l'instruction 607 des Instructions administratives du PCT).

Ces annexes comprennent 9 feuilles.

3. Le présent rapport contient des indications relatives aux points suivants:

- I ☒ Base du rapport
- II ☐ Priorité
- III ☐ Absence de formulation d'opinion quant à la nouveauté, l'activité inventive et la possibilité d'application industrielle
- IV ☐ Absence d'unité de l'invention
- V ☒ Déclaration motivée selon l'article 35(2) quant à la nouveauté, l'activité inventive et la possibilité d'application industrielle; citations et explications à l'appui de cette déclaration
- VI ☐ Certains documents cités
- VII ☐ Irrégularités dans la demande internationale
- VIII ☒ Observations relatives à la demande internationale

Date de présentation de la demande d'examen préliminaire internationale 27/10/1999	Date d'achèvement du présent rapport 27.06.2000
Nom et adresse postale de l'administration chargée de l'examen préliminaire international:  Office européen des brevets D-80298 Munich Tél. +49 89 2399 - 0 Tx: 523656 epmu d Fax: +49 89 2399 - 4465	Fonctionnaire autorisé Cretaine, P N° de téléphone +49 89 2399 8828 

**RAPPORT D'EXAMEN
PRELIMINAIRE INTERNATIONAL**

Demande internationale n° PCT/FR99/00849

I. Base du rapport

1. Ce rapport a été rédigé sur la base des éléments ci-après (*les feuilles de remplacement qui ont été remises à l'office récepteur en réponse à une invitation faite conformément à l'article 14 sont considérées, dans le présent rapport, comme "initialement déposées" et ne sont pas jointes en annexe au rapport puisqu'elles ne contiennent pas de modifications.*) :

Description, pages:

2-4,6,7,9,12-14 version initiale

1,5,8,10,11 reçue(s) le 25/04/2000 avec la lettre du 17/04/2000

Revendications, N°:

1-21 reçue(s) le 25/04/2000 avec la lettre du 17/04/2000

Dessins, feuilles:

1/3-3/3 version initiale

2. Les modifications ont entraîné l'annulation :

- ☐ de la description, pages :
☐ des revendications, n°s :
☐ des dessins, feuilles :

3. ☐ Le présent rapport a été formulé abstraction faite (de certaines) des modifications, qui ont été considérées comme allant au-delà de l'exposé de l'invention tel qu'il a été déposé, comme il est indiqué ci-après (règle 70.2(c)) :

4. Observations complémentaires, le cas échéant :

**RAPPORT D'EXAMEN
PRELIMINAIRE INTERNATIONAL**

Demande internationale n° PCT/FR99/00849

V. Déclaration motivée selon l'article 35(2) quant à la nouveauté, l'activité inventive et la possibilité d'application industrielle; citations et explications à l'appui de cette déclaration

1. Déclaration

Nouveauté	Oui : Revendications 1-21 Non : Revendications
Activité inventive	Oui : Revendications Non : Revendications 1-21
Possibilité d'application industrielle	Oui : Revendications 1-21 Non : Revendications

2. Citations et explications

voir feuille séparée

VIII. Observations relatives à la demande internationale

Les observations suivantes sont faites au sujet de la clarté des revendications, de la description et des dessins et de la question de savoir si les revendications se fondent entièrement sur la description :

voir feuille séparée

Concernant le point V**Déclaration motivée selon l'article 35(2) quant à la nouveauté, l'activité inventive et la possibilité d'application industrielle; citations et explications à l'appui de cette déclaration**

Il est fait référence aux documents suivants:

D1 = WO-A-98 02982

D2 = EP-A-0 786 890

D3 = FR-A-2 733 869

Revendication 1:

Le document D1 décrit (voir les passages cités dans le rapport de recherche) un procédé de transmission d'un signal de radiotéléphonie cellulaire ("GSM system for mobile telephony"), du type utilisant un canal principal bidirectionnel symétrique ("GSM primary band", figure 2), comprenant une voie montante principale ("Uplink, mobile to base", figure 2) et une voie descendante principale ("Downlink, base to mobile", figure 2), assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données (page 8, lignes 7-9) et d'informations de signalisation et de contrôle ("signalling channels provided for speech"), et utilisant de plus au moins un canal supplémentaire assurant notamment la transmission de données à haut débit ("wideband data transmission takes place in a further area of the spectrum, identified as a wideband extension").

La seule différence entre l'objet de la revendication 1 (dans la mesure où cette revendication peut être comprise, voir partie VIII de cette opinion) et celui décrit par le document D1 consiste en l'affectation du canal supplémentaire **uniquement au sens descendant**. L'allocation dissymétrique d'une ressource large bande, pour la transmission de données haut débit notamment, est cependant déjà largement connue de l'homme du métier à la date de priorité de la présente application (10.04.98) dans le domaine des télécommunications (ex. ADSL, modems, etc...). La simple utilisation de ce principe connu dans un système de radiotéléphonie cellulaire utilisant une ressource supplémentaire large bande, tel que décrit dans D1, n'implique donc pas d'activité

inventive.

Les **revendications dépendantes 2 à 13** ne semblent pas contenir de caractéristiques qui, en combinaison avec celles de la revendication 1 à laquelle elles se réfèrent, définisse un objet qui satisfasse aux exigences du PCT en ce qui concerne l'activité inventive, étant donné qu'elles sont soit déjà divulguées dans les documents D1 à D3 soit aisément dérivables pour un homme du métier de ces documents:

- revendication 2: voir D1, page 8, lignes 19-32;
- revendication 3: voir D1, revendication 8;
- revendication 4: voir D1, revendications 4 et 13;
- revendications 5 à 7: dérivables de D1;
- revendication 8: voir D2;
- revendication 9: voir D1, revendication 9;
- revendications 10 à 13: voir D3.

La **revendication 14** contient les mêmes caractéristiques que la revendication 1 mais exprimées en terme de système au lieu de procédé. Elle ne remplit donc pas non plus les conditions de l'article 33(3) PCT.

La **revendication 15** porte sur un objet identique à celui de la revendication 1 (voir partie VIII de cette opinion) et ne remplit donc pas les conditions de l'article 33(3) PCT.

La **revendication 16** porte sur un mobile adapté au procédé selon la revendication 15. Les caractéristiques d'un tel mobile sont suggérées par le document D1 et la revendication 16 ne remplit pas les conditions de l'article 33(3) PCT.

Les **revendications dépendantes 17 à 19** ne semblent pas contenir de caractéristiques qui, en combinaison avec celles de la revendication 16 à laquelle elles se réfèrent, définisse un objet qui satisfasse aux exigences du PCT en ce qui concerne l'activité inventive, étant donné qu'elles sont aisément dérivables pour un homme du métier du document D1.

La **revendication 20** porte sur une station de base adaptée au procédé selon la revendication 15. Les caractéristiques d'une telle station sont suggérées par le

document D1 et la revendication 20 ne remplit pas les conditions de l'article 33(3) PCT.

La **revendication dépendante 21** contient la caractéristique que la station de base est adaptée pour transmettre la signalisation relative au canal supplémentaire, ce qui est décrit dans D1.

Concernant le point VIII.

Observations relatives à la demande internationale

La revendication 1 porte sur une "structure de signal" et est donc considérée comme une revendication du type "signal". Elle devrait donc contenir des caractéristiques techniques relatives à un "signal", c.à.d des caractéristiques spectrales ou temporelles d'une grandeur physique permettant la représentation d' informations. Or les caractéristiques du signal énoncées par la revendication 1 sont un canal principal et un canal supplémentaire. Le terme "canal" signifie généralement en télécommunication un support physique (par ex. une bande de fréquence, une tranche de temps d'une trame temporelle, ...) servant à la transmission de signaux. Un signal est transmis dans un canal mais ne peut pas contenir le canal en lui-même. La revendication 1 n'est donc pas claire (Article 6 PCT).

REVENDICATIONS

1. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire, du type comprenant un canal principal bidirectionnel symétrique, comprenant une voie montante principale (11_2) et une voie descendante principale (11_1), assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle,
5 caractérisée en ce qu'elle comprend au moins un canal supplémentaire (13_2) affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.
- 10 2. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 1, caractérisée en ce que, à un instant donné, tout ou partie de la capacité de transmission dudit canal supplémentaire (13_2) est allouée de façon dynamique à un mobile particulier.
- 15 3. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 2, caractérisée en ce que des informations permettant l'extraction des données destinées à un mobile particulier et portées par ledit canal supplémentaire (13_2) sont transmises parmi lesdites informations de signalisation et de contrôle de ladite voie descendante principale (11_1).
- 20 4. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisée en ce que ledit canal principal (11_1 , 11_2) et ledit canal supplémentaire (13_2) présentent des structures de trames synchrones.
5. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisée en ce que ledit canal supplémentaire (13_2) assure également la transmission d'informations de signalisation et de contrôle.
- 25 6. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 5, caractérisée en ce que ledit canal supplémentaire (13_2) assure au moins la transmission des informations de signalisation et de contrôle destinées au(x) mobile(s) en cours de transmission de données destinées audit mobile, sur ledit canal supplémentaire.
- 30 7. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 6, caractérisée en ce que, lorsque ledit canal supplémentaire (13_2) porte des données

à haut débit destinées audit mobile, lesdites informations de signalisation et de contrôle destinée à un mobile sont dupliquées ou commutées de ladite voie descendante principale (11₁) sur ledit canal supplémentaire (13₂).

8. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisée en ce que ledit canal principal (11₁, 11₂) met en œuvre une technique d'accès à étalement de spectre (CDMA).

9. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisée en ce que ledit canal supplémentaire (13₂) met en œuvre une technique multiporteuse assurant une répartition des données dans l'espace temps/fréquence.

10. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 9, caractérisée en ce que ledit canal supplémentaire (13₂) a une enveloppe complexe répondant à l'équation suivante :

$$x(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} i^{m+n} \mathfrak{S}(t - nT) e^{i\pi m t / T}$$

15 où : . m est un entier représentant la dimension fréquentielle;

. n est un entier représentant la dimension temporelle;

. t représente le temps;

. T est le temps symbole;

. a_{m,n} est un coefficient numérique réel choisi dans un alphabet

20 prédéterminé;

. \mathfrak{S} est la fonction prototype IOTA (telle que définie dans FR-A-2 733 869).

11. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 9 et 10, caractérisée en ce que la capacité de transmission dudit canal supplémentaire (13₂) est allouée à un mobile donné, de façon dynamique, sous la forme d'au moins un pavé (21, 22) défini dans l'espace temps/fréquence.

12. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 11, caractérisée en ce que lesdites informations de signalisation et de contrôle de ladite voie descendante principale (11₁) comprennent des informations de repérage (25₁, 25₂) desdits pavés (21, 22) dans l'espace temps/fréquence.

13. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 11 et 13, caractérisée en ce qu'au moins certains desdits blocs portent des références de synchronisation temporelle et/ou fréquentielle.
14. Système de radiotéléphonie cellulaire, du type mettant en œuvre un canal principal bidirectionnel symétrique, comprenant une voie montante principale (11₂) et une voie descendante principale (11₁), assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle, caractérisé en ce qu'il met également en œuvre au moins un canal supplémentaire (13₂) affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.
15. Procédé de radiotéléphonie cellulaire, du type mettant en œuvre un canal principal bidirectionnel symétrique, comprenant une voie montante principale (11₂) et une voie descendante principale (11₁), assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle, caractérisé en ce qu'il met également en œuvre au moins un canal supplémentaire (13₂) affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.
16. Mobile d'un système de radiotéléphonie cellulaire, du type comprenant des moyens d'émission d'une voie montante principale (11₂) et des moyens de réception d'une voie descendante principale (11₁), lesdites voies montante et descendante formant un canal principal bidirectionnel symétrique assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle, caractérisé en ce qu'il comprend également des moyens de réception d'au moins un canal supplémentaire (13₂) affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.
17. Mobile d'un système de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 16, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens uniques de synchronisation mettant en œuvre une analyse dudit canal principal (11₁) et délivrant une information de synchronisation à des moyens de traitement dudit canal principal (11₁, 11₂) et à des moyens de traitement dudit canal supplémentaire (13₂).

TRAITE COOPERATION EN MATIERE BREVETS

Expéditeur : L'ADMINISTRATION CHARGÉE DE
LA RECHERCHE INTERNATIONALE

PCT

26 AOUT 1999

Destinataire
Cabinet Patrice VIDON
A l'att. de Vidon, Patrice
Immeuble Germanium
80 Avenue des Buttes de Coësmes
F-35700 Rennes
FRANCE

COPIE

NOTIFICATION DE TRANSMISSION DU
RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE
OU DE LA DECLARATION

(règle 44.1 du PCT)

Référence du dossier du déposant ou du mandataire 4787.WO	Date d'expédition (jour/mois/année) 19/08/1999
Demande internationale n° PCT/FR 99/ 00849	Date du dépôt international (jour/mois/année) 12/04/1999
Déposant WAVECOM et al.	

1. ☒ Il est notifié au déposant que le rapport de recherche internationale a été établi et lui est transmis ci-joint.

Dépôt de modifications et d'une déclaration selon l'article 19 :
Le déposant peut, s'il le souhaite, modifier les revendications de la demande internationale (voir la règle 46):

Quand? Le délai dans lequel les modifications doivent être déposées est de deux mois à compter de la date de transmission du rapport de recherche internationale ; pour plus de précisions, voir cependant les notes figurant sur la feuille d'accompagnement.

Où? Directement auprès du Bureau international de l'OMPI
34, chemin des Colombettes
1211 Genève 20, Suisse
n° de télécopieur: (41-22)740.14.35

Pour des instructions plus détaillées, voir les notes sur la feuille d'accompagnement.

2. ☐ Il est notifié au déposant qu'il ne sera pas établi de rapport de recherche internationale et la déclaration à cet effet, prévue à l'article 17.2(a), est transmise ci-joint.

3. ☐ **En ce qui concerne la réserve** pouvant être formulée, conformément à la règle 40.2, à l'égard du paiement d'une ou de plusieurs taxes additionnelles, il est notifié au déposant que

☐ la réserve ainsi que la décision y relative ont été transmises au Bureau international en même temps que la requête du déposant tendant à ce que le texte de la réserve et celui de la décision en question soient notifiés aux offices désignés.

☐ la réserve n'a encore fait l'objet d'aucune décision; dès qu'une décision aura été prise, le déposant en sera avisé.

4. **Mesure(s) consécutive(s) :** Il est rappelé au déposant ce qui suit:

Peu après l'expiration d'un délai de **18 mois** à compter de la date de priorité, la demande internationale sera publiée par le Bureau international. Si le déposant souhaite éviter ou différer la publication, il doit faire parvenir au Bureau international une déclaration de retrait de la demande internationale, ou de la revendication de priorité, conformément aux règles 90bis.1 et 90bis.3, respectivement, avant l'achèvement de la préparation technique de la publication internationale.

Dans un délai de **19 mois** à compter de la date de priorité, le déposant doit présenter la demande d'examen préliminaire international s'il souhaite que l'ouverture de la phase nationale soit reportée à 30 mois à compter de la date de priorité (ou même au-delà dans certains offices).

Dans un délai de **20 mois** à compter de la date de priorité, le déposant doit accomplir les démarches prescrites pour l'ouverture de la phase nationale auprès de tous les offices désignés qui n'ont pas été élus dans la demande d'examen préliminaire international ou dans une élection ultérieure avant l'expiration d'un délai de 19 mois à compter de la date de priorité ou qui ne pouvaient pas être élus parce qu'ils ne sont pas liés par le chapitre II.

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale <div style="text-align: center;"> Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL-2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040. Tx. 31 651 epo nl. Fax: (+31-70) 340-3016 </div>	Fonctionnaire autorisé <div style="text-align: center; font-size: 1.2em;">Grace Casuga</div>
--	---

NOTES RELATIVES AU FORMULAIRE PCT/ISA/220

Les présentes notes sont destinées à donner les instructions essentielles concernant le dépôt de modifications selon l'article 19. Les notes sont fondées sur les exigences du Traité de coopération en matière de brevets (PCT), du règlement d'exécution et des instructions administratives du PCT. En cas de divergence entre les présentes notes et ces exigences, ce sont ces dernières qui priment. Pour de plus amples renseignements, on peut aussi consulter le Guide du déposant du PCT, qui est une publication de l'OMPI.

Dans les présentes notes, les termes "article", "règle" et "instruction" renvoient aux dispositions du traité, de son règlement d'exécution et des instructions administratives du PCT, respectivement.

INSTRUCTIONS CONCERNANT LES MODIFICATIONS SELON L'ARTICLE 19

Après réception du rapport de recherche internationale, le déposant a la possibilité de modifier une fois les revendications de la demande internationale. On notera cependant que, comme toutes les parties de la demande internationale (revendications, description et dessins) peuvent être modifiées au cours de la procédure d'examen préliminaire international, il n'est généralement pas nécessaire de déposer de modifications des revendications selon l'article 19 sauf, par exemple, au cas où le déposant souhaite que ces dernières soient publiées aux fins d'une protection provisoire ou à une autre raison de modifier les revendications avant la publication internationale. En outre, il convient de rappeler que l'obtention d'une protection provisoire n'est possible que dans certains Etats.

Quelles parties de la demande internationale peuvent être modifiées?

Selon l'article 19, les revendications exclusivement.

Durant la phase internationale, les revendications peuvent aussi être modifiées (ou modifiées à nouveau) selon l'article 34 auprès de l'administration chargée de l'examen préliminaire international. La description et les dessins ne peuvent être modifiées que selon l'article 34 auprès de l'administration chargée de l'examen préliminaire international.

Lors de l'ouverture de la phase nationale, toutes les parties de la demande internationale peuvent être modifiées selon l'article 28 ou, le cas échéant, selon l'article 41.

Quand?

Dans un délai de deux mois à compter de la date de transmission du rapport de recherche internationale ou de 16 mois à compter de la date de priorité, selon l'échéance la plus tardive. Il convient cependant de noter que les modifications seront réputées avoir été reçues en temps voulu si elles parviennent au Bureau international après l'expiration du délai applicable mais avant l'achèvement de la préparation technique de la publication internationale (règle 46.1).

Où ne pas déposer les modifications?

Les modifications ne peuvent être déposées qu'auprès du Bureau international; elles ne peuvent être déposées ni auprès de l'office récepteur ni auprès de l'administration chargée de la recherche internationale (règle 46.2).

Lorsqu'une demande d'examen préliminaire international a été/est déposée, voir plus loin.

Comment?

Soit en supprimant entièrement une ou plusieurs revendications, soit en ajoutant une ou plusieurs revendications nouvelles ou encore en modifiant le texte d'une ou de plusieurs des revendications telles que déposées.

Une feuille de remplacement doit être remise pour chaque feuille des revendications qui, en raison d'une ou de plusieurs modifications, diffère de la feuille initialement déposée.

Toutes les revendications figurant sur une feuille de remplacement doivent être numérotées en chiffres arabes. Si une revendication est supprimée, il n'est pas obligatoire de renuméroter les autres revendications. Chaque fois que des revendications sont renumérotées, elles doivent l'être de façon continue (instruction 205.b)).

Les modifications doivent être effectuées dans la langue dans laquelle la demande internationale est publiée.

Quels documents doivent/peuvent accompagner les modifications?

Lettre (instruction 205.b)):

Les modifications doivent être accompagnées d'une lettre.

La lettre ne sera pas publiée avec la demande internationale et les revendications modifiées. Elle ne doit pas être confondue avec la "déclaration selon l'article 19.1)" (voir plus loin sous "Déclaration selon l'article 19.1)").

La lettre doit être rédigée en anglais ou en français, au choix du déposant. Cependant, si la langue de la demande internationale est l'anglais, la lettre doit être rédigée en anglais; si la langue de la demande internationale est le français, la lettre doit être rédigée en français.

NOTES RELATIVES AU FORMULAIRE PCT/ISA/220 (suite)

La lettre doit indiquer les différences existant entre les revendications telles que déposées et les revendications telles que modifiées. Elle doit indiquer en particulier, pour chaque revendication figurant dans la demande internationale (étant entendu que des indications identiques concernant plusieurs revendications peuvent être groupées), si

- i) la revendication n'est pas modifiée;
- ii) la revendication est supprimée;
- iii) la revendication est nouvelle;
- iv) la revendication remplace une ou plusieurs revendications telles que déposées;
- v) la revendication est le résultat de la division d'une revendication telle que déposée.

Les exemples suivants illustrent la manière dont les modifications doivent être expliquées dans la lettre d'accompagnement:

1. [Lorsque le nombre des revendications déposées initialement s'élevait à 48 et qu'à la suite d'une modification de certaines revendications il s'élève à 51]:
"Revendications 1 à 15 remplacées par les revendications modifiées portant les mêmes numéros; revendications 30, 33 et 36 pas modifiées; nouvelles revendications 49 à 51 ajoutées."
2. [Lorsque le nombre des revendications déposées initialement s'élevait à 15 et qu'à la suite d'une modification de toutes les revendications il s'élève à 11]:
"Revendications 1 à 15 remplacées par les revendications modifiées 1 à 11."
3. [Lorsque le nombre des revendications déposées initialement s'élevait à 14 et que les modifications consistent à supprimer certaines revendications et à en ajouter de nouvelles]:
"Revendications 1 à 6 et 14 pas modifiées; revendications 7 à 13 supprimées; nouvelles revendications 15, 16 et 17 ajoutées." ou
"Revendications 7 à 13 supprimées; nouvelles revendications 15, 16 et 17 ajoutées; toutes les autres revendications pas modifiées."
4. [Lorsque plusieurs sortes de modifications sont faites]:
"Revendications 1-10 pas modifiées; revendications 11 à 13, 18 et 19 supprimées; revendications 14, 15 et 16 remplacées par la revendication modifiée 14; revendication 17 divisée en revendications modifiées 15, 16 et 17; nouvelles revendications 20 et 21 ajoutées."

"Déclaration selon l'article 19.1)" (Règle 46.4)

Les modifications peuvent être accompagnées d'une déclaration expliquant les modifications et précisant l'incidence que ces dernières peuvent avoir sur la description et sur les dessins (qui ne peuvent pas être modifiés selon l'article 19.1)).

La déclaration sera publiée avec la demande internationale et les revendications modifiées.

Elle doit être rédigée dans la langue dans laquelle la demande internationale est publiée.

Elle doit être succincte (ne pas dépasser 500 mots si elle est établie ou traduite en anglais).

Elle ne doit pas être confondue avec la lettre expliquant les différences existant entre les revendications telles que déposées et les revendications telles que modifiées, et ne la remplace pas. Elle doit figurer sur une feuille distincte et doit être munie d'un titre permettant de l'identifier comme telle, constitué de préférence des mots "Déclaration selon l'article 19.1)".

Elle ne doit contenir aucun commentaire dénigrant relatif au rapport de recherche internationale ou à la pertinence des citations que ce dernier contient. Elle ne peut se référer à des citations se rapportant à une revendication donnée et contenues dans le rapport de recherche internationale qu'en relation avec une modification de cette revendication.

Conséquence du fait qu'une demande d'examen préliminaire international ait déjà été présentée

Si, au moment du dépôt de modifications effectuées en vertu de l'article 19, une demande d'examen préliminaire international a déjà été présentée, le déposant doit de préférence, lors du dépôt des modifications auprès du Bureau international, déposer également une copie de ces modifications auprès de l'administration chargée de l'examen préliminaire international (voir la règle 62.2a), première phrase).

Conséquence au regard de la traduction de la demande internationale lors de l'ouverture de la phase nationale

L'attention du déposant est appelée sur le fait qu'il peut avoir à remettre aux offices désignés ou élus, lors de l'ouverture de la phase nationale, une traduction des revendications telles que modifiées en vertu de l'article 19 au lieu de la traduction des revendications telles que déposées ou en plus de celle-ci.

Pour plus de précisions sur les exigences de chaque office désigné ou élu, voir le volume II du Guide du déposant du PCT.

TRAITE DE COOPERATION EN MATIERE DE BREVETS

PCT

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

(article 18 et règles 43 et 44 du PCT)

Référence du dossier du déposant ou du mandataire 4787.WO	POUR SUITE voir la notification de transmission du rapport de recherche internationale (formulaire PCT/ISA/220) et, le cas échéant, le point 5 ci-après A DONNER	
Demande internationale n° PCT/FR 99/ 00849	Date du dépôt international (jour/mois/année) 12/04/1999	(Date de priorité (la plus ancienne) (jour/mois/année) 10/04/1998
Déposant WAVECOM et al.		

Le présent rapport de recherche internationale, établi par l'administration chargée de la recherche internationale, est transmis au déposant conformément à l'article 18. Une copie en est transmise au Bureau international.

Ce rapport de recherche internationale comprend 3 feuilles.

☒ Il est aussi accompagné d'une copie de chaque document relatif à l'état de la technique qui y est cité.

1. Base du rapport

a. En ce qui concerne la **langue**, la recherche internationale a été effectuée sur la base de la demande internationale dans la langue dans laquelle elle a été déposée, sauf indication contraire donnée sous le même point.

☐ la recherche internationale a été effectuée sur la base d'une traduction de la demande internationale remise à l'administration.

b. En ce qui concerne **les séquences de nucléotides ou d'acides aminés** divulguées dans la demande internationale (le cas échéant), la recherche internationale a été effectuée sur la base du listage des séquences :

☐ contenu dans la demande internationale, sous forme écrite.

☐ déposée avec la demande internationale, sous forme déchiffrable par ordinateur.

☐ remis ultérieurement à l'administration, sous forme écrite.

☐ remis ultérieurement à l'administration, sous forme déchiffrable par ordinateur.

☐ La déclaration, selon laquelle le listage des séquences présenté par écrit et fourni ultérieurement ne vas pas au-delà de la divulgation faite dans la demande telle que déposée, a été fournie.

☐ La déclaration, selon laquelle les informations enregistrées sous forme déchiffrable par ordinateur sont identiques à celles du listage des séquences présenté par écrit, a été fournie.

2. ☐ Il a été estimé que certaines revendications ne pouvaient pas faire l'objet d'une recherche (voir le cadre I).

3. ☐ Il y a absence d'unité de l'invention (voir le cadre II).

4. En ce qui concerne le titre,

☒ le texte est approuvé tel qu'il a été remis par le déposant.

☐ Le texte a été établi par l'administration et a la teneur suivante:

5. En ce qui concerne l'abrégé,

☒ le texte est approuvé tel qu'il a été remis par le déposant

☐ le texte (reproduit dans le cadre III) a été établi par l'administration conformément à la règle 38.2b). Le déposant peut présenter des observations à l'administration dans un délai d'un mois à compter de la date d'expédition du présent rapport de recherche internationale.

6. La figure des dessins à publier avec l'abrégé est la Figure n°

☒ suggérée par le déposant.

☐ parce que le déposant n'a pas suggéré de figure.

☐ parce que cette figure caractérise mieux l'invention.

1
☐ Aucune des figures n'est à publier.

TRAITE DE COOPERATION EN MATIERE DE BREVETS

PCT

REC'D 29 JUN 2000

WIPO

PCT

RAPPORT D'EXAMEN PRELIMINAIRE INTERNATIONAL

(article 36 et règle 70 du PCT)



Référence du dossier du déposant ou du mandataire 4787.WO	POUR SUITE A DONNER voir la notification de transmission du rapport d'examen préliminaire international (formulaire PCT/IPEA/416)	
Demande internationale n° PCT/FR99/00849	Date du dépôt international (jour/mois/année) 12/04/1999	Date de priorité (jour/mois/année) 10/04/1998
Classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois classification nationale et CIB H04L5/02		
Déposant WAVECOM et al.		

- Le présent rapport d'examen préliminaire international, établi par l'administration chargée de l'examen préliminaire international, est transmis au déposant conformément à l'article 36.
- Ce RAPPORT comprend 6 feuilles, y compris la présente feuille de couverture.
 - ☒ Il est accompagné d'ANNEXES, c'est-à-dire de feuilles de la description, des revendications ou des dessins qui ont été modifiées et qui servent de base au présent rapport ou de feuilles contenant des rectifications faites auprès de l'administration chargée de l'examen préliminaire international (voir la règle 70.16 et l'instruction 607 des Instructions administratives du PCT).

Ces annexes comprennent 9 feuilles.

- Le présent rapport contient des indications relatives aux points suivants:

- I ☒ Base du rapport
- II ☐ Priorité
- III ☐ Absence de formulation d'opinion quant à la nouveauté, l'activité inventive et la possibilité d'application industrielle
- IV ☐ Absence d'unité de l'invention
- V ☒ Déclaration motivée selon l'article 35(2) quant à la nouveauté, l'activité inventive et la possibilité d'application industrielle; citations et explications à l'appui de cette déclaration
- VI ☐ Certains documents cités
- VII ☐ Irrégularités dans la demande internationale
- VIII ☒ Observations relatives à la demande internationale

Date de présentation de la demande d'examen préliminaire internationale 27/10/1999	Date d'achèvement du présent rapport 27.06.2000
Nom et adresse postale de l'administration chargée de l'examen préliminaire international:  Office européen des brevets D-80298 Munich Tél. +49 89 2399 - 0 Tx: 523656 epmu d Fax: +49 89 2399 - 4465	Fonctionnaire autorisé Cretaine, P N° de téléphone +49 89 2399 8828 

**RAPPORT D'EXAMEN
PRELIMINAIRE INTERNATIONAL**

Demande internationale n° PCT/FR99/00849

I. Base du rapport

1. Ce rapport a été rédigé sur la base des éléments ci-après (*les feuilles de remplacement qui ont été remises à l'office récepteur en réponse à une invitation faite conformément à l'article 14 sont considérées, dans le présent rapport, comme "initialement déposées" et ne sont pas jointes en annexe au rapport puisqu'elles ne contiennent pas de modifications.*) :

Description, pages:

2-4,6,7,9,12-14 version initiale

1,5,8,10,11 reçue(s) le 25/04/2000 avec la lettre du 17/04/2000

Revendications, N°:

1-21 reçue(s) le 25/04/2000 avec la lettre du 17/04/2000

Dessins, feuilles:

1/3-3/3 version initiale

2. Les modifications ont entraîné l'annulation :

- ☐ de la description, pages :
☐ des revendications, n°s :
☐ des dessins, feuilles :

3. ☐ Le présent rapport a été formulé abstraction faite (de certaines) des modifications, qui ont été considérées comme allant au-delà de l'exposé de l'invention tel qu'il a été déposé, comme il est indiqué ci-après (règle 70.2(c)) :

4. Observations complémentaires, le cas échéant :

**RAPPORT D'EXAMEN
PRELIMINAIRE INTERNATIONAL**

Demande internationale n° PCT/FR99/00849

V. Déclaration motivée selon l'article 35(2) quant à la nouveauté, l'activité inventive et la possibilité d'application industrielle; citations et explications à l'appui de cette déclaration

1. Déclaration

Nouveauté	Oui : Revendications 1-21
	Non : Revendications
Activité inventive	Oui : Revendications
	Non : Revendications 1-21
Possibilité d'application industrielle	Oui : Revendications 1-21
	Non : Revendications

2. Citations et explications

voir feuille séparée

VIII. Observations relatives à la demande internationale

Les observations suivantes sont faites au sujet de la clarté des revendications, de la description et des dessins et de la question de savoir si les revendications se fondent entièrement sur la description :

voir feuille séparée

Concernant le point V

Déclaration motivée selon l'article 35(2) quant à la nouveauté, l'activité inventive et la possibilité d'application industrielle; citations et explications à l'appui de cette déclaration

Il est fait référence aux documents suivants:

D1 = WO-A-98 02982

D2 = EP-A-0 786 890

D3 = FR-A-2 733 869

Revendication 1:

Le document D1 décrit (voir les passages cités dans le rapport de recherche) un procédé de transmission d'un signal de radiotéléphonie cellulaire ("GSM system for mobile telephony"), du type utilisant un canal principal bidirectionnel symétrique ("GSM primary band", figure 2), comprenant une voie montante principale ("Uplink, mobile to base", figure 2) et une voie descendante principale ("Downlink, base to mobile", figure 2), assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données (page 8, lignes 7-9) et d'informations de signalisation et de contrôle ("signalling channels provided for speech"), et utilisant de plus au moins un canal supplémentaire assurant notamment la transmission de données à haut débit ("wideband data transmission takes place in a further area of the spectrum, identified as a wideband extension").

La seule différence entre l'objet de la revendication 1 (dans la mesure où cette revendication peut être comprise, voir partie VIII de cette opinion) et celui décrit par le document D1 consiste en l'affectation du canal supplémentaire **uniquement au sens descendant**. L'allocation dissymétrique d'une ressource large bande, pour la transmission de données haut débit notamment, est cependant déjà largement connue de l'homme du métier à la date de priorité de la présente application (10.04.98) dans le domaine des télécommunications (ex. ADSL, modems, etc...). La simple utilisation de ce principe connu dans un système de radiotéléphonie cellulaire utilisant une ressource supplémentaire large bande, tel que décrit dans D1, n'implique donc pas d'activité

inventive.

Les **revendications dépendantes 2 à 13** ne semblent pas contenir de caractéristiques qui, en combinaison avec celles de la revendication 1 à laquelle elles se réfèrent, définisse un objet qui satisfasse aux exigences du PCT en ce qui concerne l'activité inventive, étant donné qu'elles sont soit déjà divulguées dans les documents D1 à D3 soit aisément dérivables pour un homme du métier de ces documents:

- revendication 2: voir D1, page 8, lignes 19-32;
- revendication 3: voir D1, revendication 8;
- revendication 4: voir D1, revendications 4 et 13;
- revendications 5 à 7: dérivables de D1;
- revendication 8: voir D2;
- revendication 9: voir D1, revendication 9;
- revendications 10 à 13: voir D3.

La **revendication 14** contient les mêmes caractéristiques que la revendication 1 mais exprimées en terme de système au lieu de procédé. Elle ne remplit donc pas non plus les conditions de l'article 33(3) PCT.

La **revendication 15** porte sur un objet identique à celui de la revendication 1 (voir partie VIII de cette opinion) et ne remplit donc pas les conditions de l'article 33(3) PCT.

La **revendication 16** porte sur un mobile adapté au procédé selon la revendication 15. Les caractéristiques d'un tel mobile sont suggérées par le document D1 et la revendication 16 ne remplit pas les conditions de l'article 33(3) PCT.

Les **revendications dépendantes 17 à 19** ne semblent pas contenir de caractéristiques qui, en combinaison avec celles de la revendication 16 à laquelle elles se réfèrent, définisse un objet qui satisfasse aux exigences du PCT en ce qui concerne l'activité inventive, étant donné qu'elles sont aisément dérivables pour un homme du métier du document D1.

La **revendication 20** porte sur une station de base adaptée au procédé selon la revendication 15. Les caractéristiques d'une telle station sont suggérées par le

document D1 et la revendication 20 ne remplit pas les conditions de l'article 33(3) PCT.

La **revendication dépendante 21** contient la caractéristique que la station de base est adaptée pour transmettre la signalisation relative au canal supplémentaire, ce qui est décrit dans D1.

Concernant le point VIII

Observations relatives à la demande internationale

La revendication 1 porte sur une "structure de signal" et est donc considérée comme une revendication du type "signal". Elle devrait donc contenir des caractéristiques techniques relatives à un "signal", c.à.d des caractéristiques spectrales ou temporelles d'une grandeur physique permettant la représentation d' informations. Or les caractéristiques du signal énoncées par la revendication 1 sont un canal principal et un canal supplémentaire. Le terme "canal" signifie généralement en télécommunication un support physique (par ex. une bande de fréquence, une tranche de temps d'une trame temporelle, ...) servant à la transmission de signaux. Un signal est transmis dans un canal mais ne peut pas contenir le canal en lui-même. La revendication 1 n'est donc pas claire (Article 6 PCT).

REVENDICATIONS

1. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire, du type comprenant un canal principal bidirectionnel symétrique, comprenant une voie montante principale (11_2) et une voie descendante principale (11_1), assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle,
5 caractérisée en ce qu'elle comprend au moins un canal supplémentaire (13_2) affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.
- 10 2. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 1, caractérisée en ce que, à un instant donné, tout ou partie de la capacité de transmission dudit canal supplémentaire (13_2) est allouée de façon dynamique à un mobile particulier.
- 15 3. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 2, caractérisée en ce que des informations permettant l'extraction des données destinées à un mobile particulier et portées par ledit canal supplémentaire (13_2) sont transmises parmi lesdites informations de signalisation et de contrôle de ladite voie descendante principale (11_1).
- 20 4. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisée en ce que ledit canal principal (11_1 , 11_2) et ledit canal supplémentaire (13_2) présentent des structures de trames synchrones.
5. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisée en ce que ledit canal supplémentaire (13_2) assure également la transmission d'informations de signalisation et de contrôle.
- 25 6. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 5, caractérisée en ce que ledit canal supplémentaire (13_2) assure au moins la transmission des informations de signalisation et de contrôle destinées au(x) mobile(s) en cours de transmission de données destinées audit mobile, sur ledit canal supplémentaire.
- 30 7. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 6, caractérisée en ce que, lorsque ledit canal supplémentaire (13_2) porte des données

à haut débit destinées audit mobile, lesdites informations de signalisation et de contrôle destinée à un mobile sont dupliquées ou commutées de ladite voie descendante principale (11₁) sur ledit canal supplémentaire (13₂).

8. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisée en ce que ledit canal principal (11₁, 11₂) met en œuvre une technique d'accès à étalement de spectre (CDMA).

9. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisée en ce que ledit canal supplémentaire (13₂) met en œuvre une technique multiporteuse assurant une répartition des données dans l'espace temps/fréquence.

10. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 9, caractérisée en ce que ledit canal supplémentaire (13₂) a une enveloppe complexe répondant à l'équation suivante :

$$x(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} i^{m+n} \mathfrak{S}(t - nT) e^{i\pi m t / T}$$

où : . m est un entier représentant la dimension fréquentielle;

. n est un entier représentant la dimension temporelle;

. t représente le temps;

. T est le temps symbole;

. a_{m,n} est un coefficient numérique réel choisi dans un alphabet prédéterminé;

. \mathfrak{S} est la fonction prototype IOTA (telle que définie dans FR-A-2 733 869).

11. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 9 et 10, caractérisée en ce que la capacité de transmission dudit canal supplémentaire (13₂) est allouée à un mobile donné, de façon dynamique, sous la forme d'au moins un pavé (21, 22) défini dans l'espace temps/fréquence.

12. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 11, caractérisée en ce que lesdites informations de signalisation et de contrôle de ladite voie descendante principale (11₁) comprennent des informations de repérage (25₁, 25₂) desdits pavés (21, 22) dans l'espace temps/fréquence.

13. Structure de signal de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 11 et 13, caractérisée en ce qu'au moins certains desdits blocs portent des références de synchronisation temporelle et/ou fréquentielle.
14. Système de radiotéléphonie cellulaire, du type mettant en œuvre un canal principal bidirectionnel symétrique, comprenant une voie montante principale (11₂) et une voie descendante principale (11₁), assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle, caractérisé en ce qu'il met également en œuvre au moins un canal supplémentaire (13₂) affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.
15. Procédé de radiotéléphonie cellulaire, du type mettant en œuvre un canal principal bidirectionnel symétrique, comprenant une voie montante principale (11₂) et une voie descendante principale (11₁), assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle, caractérisé en ce qu'il met également en œuvre au moins un canal supplémentaire (13₂) affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.
16. Mobile d'un système de radiotéléphonie cellulaire, du type comprenant des moyens d'émission d'une voie montante principale (11₂) et des moyens de réception d'une voie descendante principale (11₁), lesdites voies montante et descendante formant un canal principal bidirectionnel symétrique assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle, caractérisé en ce qu'il comprend également des moyens de réception d'au moins un canal supplémentaire (13₂) affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.
17. Mobile d'un système de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 16, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens uniques de synchronisation mettant en œuvre une analyse dudit canal principal (11₁) et délivrant une information de synchronisation à des moyens de traitement dudit canal principal (11₁, 11₂) et à des moyens de traitement dudit canal supplémentaire (13₂).

18. Mobile d'un système de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 16 et 17, caractérisé en ce qu'il comprend une chaîne unique de réception comprenant notamment des moyens de transposition (42, 43) sur une fréquence intermédiaire d'un signal reçu et des moyens de démodulation (45, 46) du signal transposé,
- 5 ledit signal reçu pouvant être sélectivement ladite voie descendante principale ou ledit canal supplémentaire (13₂).
19. Mobile d'un système de radiotéléphonie cellulaire selon l'une quelconque des revendications 16 à 18, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de
- 10 récupération desdites informations de signalisation et de contrôle sélectivement sur ladite voie descendante principale ou sur ledit canal supplémentaire (13₂).
20. Station de base d'un système de radiotéléphonie cellulaire, du type comprenant des moyens de réception d'une voie montante principale (11₂) et des moyens d'émission d'une voie descendante principale (11₁), lesdites voies
- 15 montante et descendante formant un canal principal bidirectionnel symétrique assurant notamment la transmission à bas ou moyen débit de données et d'informations de signalisation et de contrôle,
- caractérisée en ce qu'elle comprend également des moyens d'émission d'au moins un canal supplémentaire (13₂) affecté au sens descendant uniquement, assurant
- 20 notamment la transmission de données à haut débit.
21. Station de base d'un système de radiotéléphonie cellulaire selon la revendication 20, caractérisée en ce qu'elle comprend des moyens de transmission d'informations de signalisation et de contrôle destinée à un mobile donné sur ledit canal supplémentaire (13₂), lorsque ce dernier porte des données à haut débit
- 25 destinées audit mobile.

Signal de radiotéléphonie cellulaire à canal supplémentaire affecté au sens descendant, procédé, système, mobile et station de base correspondants.

5 Le domaine de l'invention est celui de la radiotéléphonie cellulaire. Plus précisément, l'invention concerne la transmission des données, en particulier à des débits élevés, dans un système de radiotéléphonie.

10 Les systèmes de radiotéléphonie connus, tels que le G.S.M., sont essentiellement dédiés aux communications vocales. Ils mettent en oeuvre deux voies symétriques : une voie descendante (d'une station de base terrestre vers une station mobile) et une voie montante (de la station mobile vers la station de base).

Les systèmes en cours de développement reposent également sur une telle structure. Ainsi, le standard UMTS défini par l'ETSI prévoit une répartition symétrique entre la voie descendante et la voie montante.

15 L'invention s'applique notamment à ces systèmes. Elle peut également s'appliquer aux systèmes par satellites (GLOBALSTAR, ICO, IRIDIUM,...).

20 Un des problèmes auquel devront répondre les systèmes de radiotéléphonie, dans les années à venir, est la prise en compte de nouveaux services et de nouvelles applications, supposant la transmission de données à des débits très élevés. Des études récentes montrent ainsi que la ressource allouée aux transferts de données (fichiers, sons, images fixes ou animées), notamment via le réseau Internet, ou des réseaux similaires, représentera une part prépondérante de la ressource disponible, dès l'année 2005, et supérieure, à terme, à la ressource allouée aux communications vocales devrait rester sensiblement constant.

25 L'invention a notamment pour objectif d'apporter une solution adaptée à ces nouveaux besoins.

Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir une nouvelle technique de radiotéléphonie cellulaire, permettant la transmission de données à haut débit, vers des mobiles de radiotéléphonie.

30 Un autre objectif de l'invention est de fournir une telle technique, qui soit compatible avec des standards connus, et en particulier le standard UMTS tel que

« On connaît une technique consistant à adjoindre à un protocole de communication avec des mobiles, un second protocole pour la transmission de données, par exemple pour Internet. Cette technique est notamment décrite dans le document WO - 98 02982. Cependant, la structure du signal proposée apparaît inadaptée aux transferts de données via le réseau Internet. »

- . n est un entier représentant la dimension temporelle;
- . t représente le temps;
- . T est le temps symbole;
- . $a_{m,n}$ est un coefficient numérique réel choisi dans un alphabet prédéterminé;
- . S est la fonction prototype IOTA (telle que définie dans ~~FR-95-05455~~).

FR-A-2 733 969

De façon avantageuse, la capacité de transmission dudit canal supplémentaire est allouée à un mobile donné, de façon dynamique, sous la forme d'au moins un "pavé" défini dans l'espace temps/fréquence.

Par "pavé", on entend ici un sous-ensemble de l'espace temps-fréquence, défini par un intervalle de temps donné et une bande de fréquence. Des structures géométriques plus complexes qu'un "pavé" sont bien sûr envisageables (et éventuellement décomposables en "sous-pavé").

Préférentiellement, lesdites informations de signalisation et de contrôle de ladite voie descendante principale comprennent des informations de repérage desdits pavés dans l'espace temps/fréquence.

Selon un mode de réalisation de l'invention, au moins certains desdits blocs portent des références de synchronisation temporelle et/ou fréquentielle.

Cela peut notamment s'avérer utile lorsque des données à haut débit sont transmises pendant un laps de temps important. Ces références pourront être utilisées pour assurer le maintien de la synchronisation préalablement acquise.

L'invention concerne également les systèmes et les procédés de radiotéléphonie cellulaire mettant en oeuvre un tel signal.

L'invention concerne encore les mobiles d'un tel système de radiotéléphonie cellulaire. Ce mobile comprend en particulier des moyens de réception d'au moins un canal supplémentaire affecté au sens descendant uniquement, assurant notamment la transmission de données à haut débit.

Selon un mode de réalisation préférentiel, un tel mobile comprend des moyens uniques de synchronisation mettant en oeuvre une analyse dudit canal

- une voie descendante 12_1 et une voie montante 12_2 de 30 MHz chacune pour les échanges par satellite (ICO) ;
- deux voies 13_1 et 13_2 TD-CDMA, dont le rôle n'était pas encore défini, et dont l'invention propose une mise en oeuvre particulière.

5 Selon l'invention, on utilise une combinaison de canaux. Pour obtenir un système asymétrique, on combine un canal symétrique à bas débit en WCDMA (11_1 et 11_2) et un canal de transmission descendant à haut débit utilisant un système multiporteuse 13_2 .

10 La voie 13_1 est par exemple affectée à des applications domestiques. On sélectionne pour la voie descendante selon l'invention préférentiellement la voie 13_2 , qui est fréquemment séparée de la voie W-CDMA 11_2 , ce qui permet une séparation aisée, par filtrage, des deux voies.

15 La voie 13_2 peut utiliser une modulation multiporteuse classique, telle que celle mise en oeuvre dans les systèmes OFDM (voir par exemple la norme DAB ("Digital Audio Broadcasting") pour la diffusion radiophonique). Par la suite, on considère le cas d'une modulation IOTA, qui s'avère particulièrement adaptée à l'invention. Le principe et la mise en oeuvre de la modulation IOTA sont décrits dans la demande de brevet ~~FR 95 05455~~, incorporée par référence **FR-A-2 733 969**.

20 Pour illustrer le principe de l'invention, on considère l'exemple d'un utilisateur se connectant au réseau Internet.

Lors de l'allocation initiale d'un canal à un utilisateur, seul le canal WCDMA 11_1 , 11_2 est réellement alloué. Ce canal est un canal à bas débit (par exemple 8 ou 16 kbit/s) ce canal est utilisé de façon conventionnelle sur la voie montante 11_2 , de façon à transmettre la signalisation et les données issues de l'utilisateur.

25 Sur la voie descendante 11_1 , on ne trouve que la signalisation et des données à faible débit ainsi que l'information de contrôle du canal de transmission à haut débit 13_2 .

mais, comme cela apparaîtra par la suite, il simplifie la structure du récepteur du mobile.

On décrit maintenant plus en détail un mode de réalisation du signal de l'invention.

5 Le système comprend deux types de canaux physiques : les canaux WCDMA et les canaux IOTA. Avantageusement, ces deux types de canaux partagent une structure de trame commune.

Par exemple, l'ensemble des signaux peut être décrit à partir d'une horloge commune à 4.096MHz. L'unité de transmission est le "slot" (intervalle de temps),
10 d'une durée de 625 µs. La trame élémentaire a une durée de 10ms, soit 16 slots. Une multitrame de 720 ms est aussi définie.

Les canaux WCDMA utilisent un "chip rate" de 4.096 MHz, soit 2560 chips (unité de signal) par "slot" ou 40960 "chips" par trame. La spécification détaillée se trouve dans les documents ETSI (voir notamment T doc SMG 905-97) et ARIB
15 (Association of Radio Industries and Business) "specifications of air interface for a 3G mobile system" (18/12/97). Le signal émis comporte notamment toutes les références nécessaires à la synchronisation temporelle et fréquentielle du mobile.

Le canal IOTA utilise un temps symbole T de 125 µs ou de 62.5 µs, soit respectivement 5 ou 10 symboles par slot ou encore 512 ou 256 chips par symbole.
20 L'espacement entre porteuses est de 4 KHz dans le premier cas et de 8 KHz dans le deuxième cas.

La technique IOTA est décrite de façon détaillée dans la demande de brevet
FR-A-2 733 869 ~~FR 95 05455~~ déjà citée. On trouvera dans ce document toutes les informations
nécessaires à sa mise en oeuvre, à l'émission et à la réception.

25 L'équation de l'enveloppe complexe du signal transmis est alors :

$$x(t) = \sum_{m,n} a_{m,n} i^{m+n} S(t-nT) e^{im\pi/T}$$

où :
 . m est un entier représentant la dimension fréquentielle;
 . n est un entier représentant la dimension temporelle;
 . t représente le temps;

- . T est le temps symbole;
- . $a_{m,n}$ est un coefficient numérique réel choisi dans un alphabet prédéterminé;
- . S est la fonction prototype IOTA (telle que définie dans ~~FR-95-05459~~ **FR-A-2733 869**).

5 Selon l'invention, un "pavé" est défini par exemple par des relations d'encadrement de l'indice temporel n et de l'indice fréquentiel m, ainsi que cela est illustré en figure 2. Un pavé est alloué à un utilisateur particulier.

Par exemple, pour une communication donnée, le réseau doit transmettre un fichier important. Celui-ci se voit alloué le pavé 21, qui correspond à la ressource nécessaire pour transmettre le fichier. L'emplacement de ce pavé est repéré très simplement par ses deux "extrémités" $25_1 (m_1, n_1)$ et $25_2 (m_2, n_2)$.

Bien sûr, d'autres méthodes de repérage des données destinées à un utilisateur sont envisageables.

15 On notera que la ressource est aisément partageable dans le temps (aucun présupposé sur ce qu'il y a avant ou après le pavé 21), et en fréquence. En fonction des besoins, la bande de fréquence peut être partagée, par exemple avec le pavé 22. Lorsqu'il n'y a aucun besoin, aucune transmission n'est effectuée. De même, si seule une partie de la ressource est nécessaire, une partie de la bande de fréquence 23 peut ne pas être modulée.

20 Une partie des données du "pavé" peut être réservée pour la transmission d'informations transmises le reste du temps sur le canal principal, comme discuté par la suite.

On décrit maintenant deux modes de réalisation d'un récepteur mobile.

25 Dans la première option, il y a réception simultanée des deux bandes de réception. Les chaînes de réception 31_1 et 31_2 sont simplement dupliquées.

L'antenne 32 est connectée à chacune des chaînes de réception via un duplexeur 33 disposant de deux sorties 34_1 et 34_2 correspondant respectivement aux bandes 2110-2170 MHz ou 2010-2025 MHz, chaque sortie étant connectée à une chaîne de réception. Ce duplexeur 33 comprend également une entrée 35